

UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS
Departamento de Arquitectura de Computadores y Automática



**MODELADO Y EVALUACIÓN EN RÉGIMEN
TRANSITORIO DE RESPUESTAS
PIEZOELÉCTRICAS Y ELECTRÓNICAS EN
SISTEMAS DE VISUALIZACIÓN ULTRASÓNICA.**

**MEMORIA PARA OPTAR AL GRADO DE DOCTOR
PRESENTADA POR**

Abelardo Ruiz Toledo

Bajo la dirección del doctor

Antonio Ramos Fernández

Madrid, 2005

ISBN: 978-84-669-2559-4

© Abelardo Ruiz Toledo, 2004

Dpto. de Arquitectura de Computadores y Automática
Facultad de Ciencias Físicas
Universidad Complutense de Madrid

Memoria para la obtención del título de
Doctor en Ciencias Físicas

Título de la tesis

**“MODELADO Y EVALUACIÓN EN RÉGIMEN TRANSITORIO
DE RESPUESTAS PIEZOELÉCTRICAS Y ELECTRÓNICAS
EN SISTEMAS DE VISUALIZACIÓN ULTRASÓNICA”**

Presentada por: **Abelardo Ruíz Toledo**

Director de Tesis: **Antonio Ramos Fernández**

Dpto. de Señales, Sistemas y Tecnologías Ultrasónicas
Instituto de Acústica - **Consejo Superior de Investigaciones Científicas**

Marzo 2004

Dpto. de Arquitectura de Computadores y Automática
Facultad de Ciencias Físicas
Universidad Complutense de Madrid

Memoria para la obtención del título de
Doctor en Ciencias Físicas

Título de la tesis

**"MODELADO Y EVALUACIÓN EN RÉGIMEN TRANSITORIO
DE RESPUESTAS PIEZOELÉCTRICAS Y ELECTRÓNICAS
EN SISTEMAS DE VISUALIZACIÓN ULTRASÓNICA"**

Presentada por: **Abelardo Ruíz Toledo**

Director de Tesis: **Dr. Antonio Ramos Fernández**

Tutora: **Dra. Matilde Santos Peñas**

Dpto. de Señales, Sistemas y Tecnologías Ultrasónicas
Instituto de Acústica - **Consejo Superior de Investigaciones Científicas**

Marzo 2004

Agradecimientos

Deseo expresar mi más profundo agradecimiento a todas aquellas personas que, de una forma u otra, contribuyeron a la realización del presente trabajo. Un agradecimiento especial a mi Director de Tesis, el Dr. Antonio Ramos, por su gran generosidad, su gentil y constante atención y su invaluable e imprescindible aportación a este trabajo. Hago extensivo también mi agradecimiento al resto de los miembros del Grupo de *Detección y Visualización Ultrasónicas*, (Departamento de *Señales, Sistemas y Tecnologías Ultrasónicas* del Instituto de Acústica del CSIC), con una mención especial para el Dr. José Luis San Emeterio y el Ing. Pedro Tomás Sanz. La cordial y grata convivencia y la eficaz colaboración encontrada en los miembros de este grupo, han sido determinantes para la culminación exitosa de esta tesis.

Mi agradecimiento para la tutora en la UCM del presente trabajo, Dra. Matilde Santos, por su gentileza y las facilidades ofrecidas para la efectiva realización y presentación de esta tesis y demás trabajos de Doctorado.

Deseo agradecer también a la Agencia Española de Cooperación Internacional (AECI) la concesión de una beca MUTIS por 3 años, lo cual me permitió financiar la realización de la mayor parte de esta tesis. Al mismo tiempo deseo agradecer el financiamiento recibido desde la CICYT y el MCYT para los proyectos [Planes Nacionales TAP 1999-0864 y DPI 2002-00441], que fue importante para la consecución de nuestros objetivos.

*Dedico esta tesis a mi familia y demás seres queridos,
por su comprensión, paciencia y el apoyo incondicional
que me han brindado durante su realización y
a lo largo de toda mi vida.*

INDICE

TÍTULO DE LA TESIS
**MODELACIÓN Y EVALUACIÓN EN RÉGIMEN TRANSITORIO
DE RESPUESTAS PIEZOELÉCTRICAS Y ELECTRÓNICAS
EN SISTEMAS DE VISUALIZACIÓN ULTRASÓNICA**

INDICE

	Páginas
Índice -----	5
Listado de símbolos y sus significados-----	16
Resumen de la Tesis Doctoral-----	19
 Capítulo 1. INTRODUCCIÓN, OBJETIVOS Y CONTENIDO DE LA TESIS DOCTORAL	
1.1. Generalidades sobre los transductores ultrasónicos y sus aplicaciones -----	21
1.1.1. Algunas aplicaciones típicas de los transductores ultrasónicos-----	22
1.2. Aspectos generales sobre las herramientas de análisis para su diseño-----	24
1.3. Objetivos de esta tesis doctoral -----	26
1.4. Organización y contenido de la memoria-----	27

1.5. Algunos comentarios sobre artículos de otros autores y trabajos propios publicados que están relacionados directamente con esta tesis.-----	32
--	----

1.5.1. Publicación de artículos propios en relación con esta tesis doctoral.-----	35
---	----

Capítulo 2. TRANSDUCTORES PIEZO-CERÁMICOS. FUNDAMENTOS TEÓRICOS Y ASPECTOS BÁSICOS SOBRE MODELIZACIÓN CIRCUITAL

2.1. Contenido del capítulo-----	38
----------------------------------	----

2.2. Aspectos generales de los transductores ultrasónicos diseñados para visualización.-----	39
--	----

2.3. Necesidad de la modelización de los sistemas de transducción piezoeléctrica en aplicaciones de visualización. Generalidades. -----	40
---	----

2.4. Transductores piezoeléctricos trabajando en modo “espesor”. Fundamentos básicos y modelo matemático teórico. -----	42
---	----

2.4.1. Elemento piezoeléctrico básico-----	42
--	----

2.4.2. El transductor piezoeléctrico de banda ancha-----	43
--	----

2.5. Modelos circuitales básicos más utilizados para el análisis de transductores piezoeléctricos-----	46
--	----

2.5.1. Modelo circuital equivalente de Redwood-----	46
---	----

2.5.2. Modelo circuital equivalente de Mason-----	48
---	----

2.5.3. Modelo circuital equivalente KLM-----	49
--	----

2.5.4. Otros modelos circuitales propuestos para transductores piezoeléctricos-----	50
---	----

2.6. Adaptaciones circuitales e implementación de los modelos clásicos para su empleo mediante programas comerciales de análisis y simulación de circuitos.-----	52
--	----

2.6.1. Características del modelo de Redwood. Descripción de adaptaciones circuitales para su implementación. -----	52
---	----

2.6.1.1. Adaptaciones del modelo Redwood para su implementación en Spice.-----	53
- Adaptación de Morris y Hutchens en formato Spice.-----	54
- Otras adaptaciones para implementación en Spice-----	55
2.6.2. Implementaciones del modelo KLM. -----	56
2.6.3. Descripción y análisis de la implementación circuital de Leach para la adaptación del modelo de Mason-Redwood. -----	56
2.6.3.1. Resumen de bases teóricas-----	56
2.6.3.2. Obtención de un circuito equivalente análogo a un transductor en modo “espesor”---	60
2.6.3.3. Representación en SPICE del circuito equivalente de Leach -----	62
2.6.3.4. Consideración de las pérdidas en la cerámica. Planteamiento aproximado-----	67
2.6.3.4.1. Fundamentos acerca de las líneas eléctricas de transmisión con pérdidas	
Aproximación para pérdidas bajas y alta frecuencia.-----	69
2.6.3.5. Análisis de la extensión de Püttmer et al. al modelo de Leach. -----	71
2.6.3.5.1. Algunas aplicaciones en simulación del planteamiento Leach-Püttmer-----	74
2.6.4. Consideración de las perdidas en el elemento piezoeléctrico para los modelos y simulaciones planteadas en los próximos capítulos-----	75

Capítulo 3. EXCITADORES ULTRASÓNICOS IMPULSIONALES MÁS USUALES EN APLICACIONES DE VISUALIZACIÓN ULTRASÓNICA. PROBLEMÁTICA ASOCIADA A SU MODELIZACIÓN

3.1. Contenido del capítulo-----	77
3.2. Principales requerimientos de la excitación en visualización ultrasónica-----	78

3.3. Excitación eléctrica pulsada de transductores y arrays ultrasónicos en el rango de alta frecuencia. -----	79
3.3.1. Aspectos generales-----	79
3.3.2. Principales técnicas electrónicas utilizadas para la excitación impulsional de transductores de visualización ultrasónica. Estructura y funcionamiento-----	81
3.4. Generador de pulsos breves de alta tensión para la excitación eficiente de transductores en imagen ultrasónica-----	85
3.5. Vías para la modelización de las etapas de excitación y adaptación eléctrica de transductores piezoeléctricos en régimen transitorio-----	88
3.5.1. Análisis de la adaptación eléctrica en los sistemas de visualización ultrasónica-----	88
3.5.2. Aproximaciones propuestas previamente para la modelización de las etapas de excitación en régimen pulsado-----	90
3.6. Sistema de excitación eléctrica impulsiva y esquemas para su modelización que serán utilizados a lo largo de los próximos capítulos-----	93

Capítulo 4. ASPECTOS BÁSICOS DE LOS ALGORITMOS GENÉTICOS Y DE SU APLICACIÓN A LOS SISTEMAS ULTRASÓNICOS.

4.1. Generalidades-----	96
4.1.1. Analogía Biológica de los Algoritmos Genéticos-----	98
4.2. Estructura estándar de un Algoritmo Genético-----	99
4.2.1. Módulo1 – Población y su representación-----	100
a) Técnicas de representación-----	100
b) Técnicas de Inicialización de la población-----	101

4.2.2. Módulo2 – Evaluación-----	102
4.2.3. Módulos 3, 4 y 5 – Reproducción-----	103
4.2.3.1. Módulo 3 – Selección de padres-----	103
4.2.3.2. Módulo 4 – Cruce-----	104
4.2.3.3. Módulo 5 – Mutación-----	105
4.2.3.4. Otros operadores genéticos-----	106
4.2.4. Módulos 6 y 7. Nueva población y Condición de parada-----	106
- Condición de parada-----	106
4.3. Aplicación de los Algoritmos Genéticos en el área de los Ultrasonidos-----	107
4.3.1. Necesidad de la estimación de parámetros constructivos y/o de operación en transductores piezoeléctricos ultrasónicos. Conveniencia del empleo de los AGs .---	108

Capítulo 5. TRANSDUCTORES PIEZO-CERÁMICOS Y MÉTODOS EXPERIMENTALES UTILIZADOS PARA CONTRASTAR LOS RESULTADOS DE SIMULACIÓN

5.1. Introducción-----	112
5.2. Los transductores utilizados y sus características-----	113
5.3. Disposición experimental para la obtención de la respuesta en Ensayo por Transmisión-----	118
5.3.1. Disposición para análisis parametrico en configuración de Ensayo por Transmisión---	119
5.4. Disposiciones experimentales para la obtención de la respuesta Pulso-Eco-----	120
5.4.1. Ensayo por Pulso Eco con interfase Agua-Acero -----	120
5.4.2. Ensayo por Pulso-Eco con interfase Agua-PMMA -----	121

5.4.3. Ensayo por Pulso-Eco con interfase PMMA-Aire-----	122
5.4.4. Análisis paramétrico en configuración de Ensayo por Pulso Eco-----	123
5.5. Disposición experimental para la obtención de la Respuesta Temporal en la Emisión.---	124

Capítulo 6. PROPUESTA DE CIRCUITOS EQUIVALENTES GLOBALES PARA TRANSCPTORES ULTRASÓNICOS BAJO EXCITACIÓN IMPULSIONAL EN ALTA TENSIÓN Y SU IMPLEMENTACIÓN SPICE PARA SIMULACIÓN

6.1. Contenido global del capítulo y principales aportaciones del mismo-----	127
6.2. Planteamiento general de los casos específicos investigados-----	128
6.3. Esquemas propuestos para la simulación de transceptores ultrasónicos en configuraciones de Ensayo por Transmisión y Pulso-Eco-----	129
6.3.1. Modelización de la respuesta ultrasónica básica en Ensayo por Transmisión, bajo excitación impulsiva en alta tensión-----	131
6.3.2. Modelización de la respuesta ultrasónica básica en Pulso – Eco bajo excitación impulsiva en alta tensión-----	136
6.3.3. Consideración de algunos elementos no lineales en emisión y recepción para las configuraciones de Ensayo por Pulso-Eco-----	138
6.3.4. Simulación de otros aspectos presentes en aplicaciones reales de pulso-eco.-----	141
6.4. Recapitulación sobre la precisión de los datos constructivos utilizados y de modelos propuestos en este capítulo-----	144

Capítulo 7. NUEVO PROCEDIMIENTO BASADO EN ALGORITMOS GENÉTICOS PARA ESTIMACIÓN PARAMÉTRICA EN ELEMENTOS PIEZOELÉCTRICOS Y TRANSDUCTORES ULTRASÓNICOS DE BANDA ANCHA.

7.1. Introducción y Contenido del Capítulo-----	148
7.2. Método propuesto para la estimación de parámetros constructivos en resonadores piezocerámicos-----	149
7.2.1. Modelo de la impedancia eléctrica de entrada de un resonador piezoeléctrico, empleado en el proceso de estimación-----	150
7.2.2. Selección de parámetros a estimar. Pasos del procedimiento de estimación utilizado en todas las implementaciones-----	152
7.2.3. Función de ajuste y principales parámetros genéticos empleados en la primera implementación-----	153
7.2.4. Resultados del proceso de estimación de parámetros aplicado a un disco piezocerámico de metaniobato de plomo-----	154
7.3. Método propuesto para la estimación de parámetros constructivos y de funcionamiento en transductores ultrasónicos piezoeléctricos de banda ancha. -----	163
7.3.1. Modelo aplicado dentro de la primera implementación del procedimiento de estimación en transductores ultrasónicos piezoeléctricos de banda ancha. -----	165
7.3.2. Parámetros a estimar en las implementaciones utilizadas en transductores ultrasónicos de banda ancha. -----	167
7.3.2.1. Función de ajuste 1: Primera implementación-----	168
7.3.2.2. Función de ajuste 2: Segunda implementación-----	170
7.3.2.3. Operadores Genéticos utilizados-----	172

7.4. Resultados de estimación del procedimiento propuesto para dos transductores ultrasónicos de banda ancha. -----	172
7.4.1. Resultados para la primera implementación: A partir de la respuesta simulada de un transductor de alta frecuencia. Análisis de viabilidad del método. -----	173
7.4.2. Resultados con la segunda implementación del método: Aplicación a un transductor piezocerámico práctico. Validación con mediciones experimentales. -----	183

Capítulo 8. MODELIZACIÓN DE OTROS ASPECTOS NO IDEALES PARA SIMULACIÓN DE RESPUESTAS TEMPORALES EN TRANSCÉPTORES ULTRASÓNICOS DE VISUALIZACIÓN

8.1. Introducción y Justificación-----	189
8.2. Incorporación, en el modelo del transceptor básico del Cap. 6, de aspectos no ideales y pérdidas eléctricas en las etapas electrónicas de excitación AT y en los cableados---	192
8.3. Consideración más precisa de comportamientos no-ideales asociados a las pérdidas en el elemento piezoeléctrico y en el medio de propagación. -----	195
- Análisis de las pérdidas en el medio de propagación -----	197
8.4. Implementación en SPICE de los nuevos elementos de modelización introducidos en este capítulo para las etapas piezoeléctricas y electrónicas de los transceptores-----	199
8.4.1. Descripción de elementos equivalentes a los procesos ultrasónicos y piezoeléctricos---	200
8.4.2. Elementos no ideales introducidos en la modelización de las etapas electrónicas---	202
8.5. Resultados de simulación y contrastación experimental en la etapa de excitación AT---	204
8.5.1. Resultados para el pulso AT en la salida del excitador sin conexión de transductor-----	205

8.5.2. Resultados para el pulso AT del excitador cuando está cargado por un transductor piezoeléctrico de banda ancha (en torno a 1 MHz) dotado de contramasa (MODQ)---	207
8.5.3. Pulsos AT con el excitador cargado por un transductor piezoeléctrico de banda ancha (END) con contramasa y capa para acoplamiento acústico (MODQ _{CA})-----	209
8.5.3.1. Pulso de excitación para el transductor MODQ _{CA} bajo distintas condiciones de sintonización inductiva-----	210
8.6. Resultados de simulación a partir del modelo global perfeccionado para respuestas en pulso-eco, con distintas aproximaciones para las pérdidas-----	212
8.6.1. Simulaciones comparadas para evaluar el efecto de distintas aproximaciones para las pérdidas mecánicas en el elemento piezoeléctrico-----	213
8.6.2. Simulaciones comparadas para evaluar el efecto de distintas aproximaciones para las pérdidas mecánicas en el medio de propagación. -----	216
8.7. Algunos resultados de simulación usando los modelos perfeccionados para los medios y los transceptores ultrasónicos. Contrastación con ensayos experimentales de pulso-eco-	219
8.7.1. Respuestas de eco en una superficie de PMMA con un transductor piezoeléctrico de banda ancha dotado de contramasa (MODQ) y emitiendo a través de agua.-----	220
-Respuestas temporales del transductor MODQ emitiendo en agua-----	220
8.7.2. Respuestas pulso-eco en PMMA de un transductor de banda ancha con contramasa trasera y adaptación delantera (MODQ _{CA}) emitiendo a través de agua.-----	226
8.7.3. Respuestas pulso-eco por reflexión en aire del transductor (MODQ _{CA}) emitiendo a través de una placa de PMMA. -----	231
8.8. Principales aportaciones del capítulo-----	234

Capítulo 9. PROPUESTA Y APLICACIÓN DE MÉTODOS PARA ANÁLISIS PARAMÉTRICO EN RÉGIMEN TRANSITORIO DEL EFECTO DE LAS ETAPAS ELECTRÓNICAS NO LINEALES SOBRE LAS RESPUESTAS EN VISUALIZACIÓN ULTRASÓNICA

9.1. Introducción y Justificación-----	237
9.2. Modelo circuital empleado en el análisis paramétrico-----	239
9.3. Análisis paramétrico del efecto de la resistencia de amortiguamiento en presencia o ausencia de acoplamiento ductivo. Resultados para configuraciones de ET -----	241
9.4. Resultados del análisis paramétrico sobre la influencia de la resistencia de amortiguamiento en un ensayo ultrasónico por pulso-eco.-----	247
9.5. Simulación y análisis paramétrico de las influencias de la energía de descarga (parámetro Cd) durante la excitación sobre las respuestas del transceptor ultrasónico-----	251
9.5.1. Simulación y análisis de formas de onda en la señal de excitación y de su dependencia con Cd y el amortiguamiento. -----	251
9.5.2. Simulación de las formas de onda ultrasónica recibidas. Dependencia con Cd.----	255
PRINCIPALES APORTACIONES Y CONCLUSIONES DE LA TESIS-----	260
Referencias citadas en esta Tesis-----	265
Anexo1. Principal Instrumentación utilizada-----	273
Anexo 2. Características de algunas de las piezocerámicas utilizadas-----	291
Anexo 3. Esquema del excitador utilizado en el Capítulo 6-----	296

LISTADO DE SÍMBOLOS Y SUS SIGNIFICADOS

Listado de símbolos y sus significados

<u>Significado</u>	<u>Símbolo</u>
Area	A
Alimentación en alta tensión	V_0
Atenuación de la señal	A_T
Campo Eléctrico	E
Capacidad Estática	C_t
Capacidad interelectródica o intrínseca	C_0^S
Capacitancia de entrada del osciloscopio	C_{in}
Capacidad paralelo del FET	C_p
Capacidad paralelo equivalente	C_T
Carga acústica frontal	R_f
Carga acústica trasera	R_t
Coefficiente de acoplamiento electromecánico en modo “espesor”	k_t
Coefficiente de atenuación	α
Coefficiente de viscosidad	ν
Condensador de descarga	C_d
Constante de desfase	β
Constante de amplitud de la onda	K_i
Constante de propagación de la línea de transmisión	Γ
Constante de propagación	γ
Constante dieléctrica a $S = cte$, en la dirección 3 (permitividad)	$\epsilon_{33}^S, \epsilon$
Constante elástica compleja de rigidez del material para desplazamiento eléctrico nulo (dirección 3)	c_{33}^D, c
Constante elástica de rigidez	c_e
Constante piezoeléctrica (dirección 3)	h_{33}
Deformación elástica unitaria	S
Corriente eléctrica de excitación	I_{EXC}
Densidad de flujo eléctrico	D
Densidad del material piezocerámico	ρ
Desplazamiento de la partícula	ξ
Ensayo por Pulso Eco	EPE
Ensayo por Transmisión	ET
Error cuadrático medio	ECM
Error de la Fase de la Función de Transferencia en Emisión	<i>ErrorF</i>
Error del Modulo de la Función de Transferencia en Emisión	<i>ErrorM</i>
Espesor de la cerámica	d
Factor de pérdidas dieléctricas	δ_ϵ
Frecuencia angular	ω
Frecuencia de antirresonancia eléctrica (reactancia cero)	fa
Frecuencia de la máxima amplitud del módulo de Z	fmax
Frecuencia de la mínima amplitud del módulo de Z	fmin
Frecuencia de máxima conductancia	fs
Frecuencia de máxima resistencia	f_p
Frecuencia de resonancia nominal (frecuencia crítica superior)	f_2
Frecuencia compleja	s
Función de Transferencia en Emisión	FTE(ω)
Fuerza mecánica	F, f, F_L , F_B
Fuente controlada de voltaje	E1
Fuente controlada de corriente	F1
Función de salida en bornes del equipo electrónico	V_{EX}

Impedancia acústica específica de la piezocerámica	Z_0
Impedancia acústica característica de la piezocerámica	Z_{0A}
Impedancia acústica específica de la carga trasera	Z_t
Impedancia acústica específica de la carga frontal	Z_f
Impedancia acústica del material de la contramasas ("backing")	Z_b
Impedancia acústica del medio reflector	Z_2, Z_R
Impedancia acústica del medio de propagación	Z_1
Impedancia acústica específica de la capa de adaptación del transductor	Z_{capa}
Impedancias espurias en los diodos	ΔZ_i
Impedancia Característica de la Línea de Transmisión	Z_C
Impedancia eléctrica de entrada de un transductor piezocerámico con pérdidas	Z
Impedancia del medio	Z_M
Inductancia de sintonización	L_0
Inductancias parásitas	L_i
Inductancia de sintonización en emisión	L_p^e
Inductancia de sintonización en recepción	L_p^r
Permitividad del vacío	ϵ_0
Permitividad Relativa a Tensión Constante	$\epsilon_{33}^T / \epsilon_0$
Potencia acústica compleja	P_A
Producto de la Amplitud Pico Espectral por el Ancho de Banda	$PApeAb$
Rama eléctrica serie de rectificadores en un excitador	R_C^I
Rama eléctrica paralelo de rectificadores en un excitador	R_C^{II}
Resistencia paralelo equivalente	R_T
Relación de Transformación Electromecánica para c.eq. de Mason	N
Relación de Transformación Electromecánica para c.eq. KLM	Φ
Resistencia limitadora	R_L
Resistencia de amortiguamiento	R_d, R_D
Resistencia de amortiguamiento en emisión	R_d^e
Resistencia de amortiguamiento en recepción	R_d^r
Resistencia de entrada del osciloscopio	R_{in}
Resistencia del FET en conducción	R_{on}
Respuesta impulsiva de los circuitos de adaptación	RI_{CA}
Tangente de pérdidas mecánicas (Factor de pérdidas mecánicas)	δ_m
Tensión mecánica	T
Tiempo	t
Tiempo necesario para pasar el tiristor al estado de saturación	t_{on}
Tiempo de bajada de la función rampa	τ_0
Tiempo de propagación de la onda longitudinal en la piezocerámica	τ
Bloque simbólico de la piezocerámica del transductor	TX
Tiempo de tránsito de la onda en la capa de acoplamiento acústico	T_{capa}
Velocidad de la partícula	U, u
Velocidad de la superficie radiante	U_M
Velocidad de propagación de la onda longitudinal para desplazamiento eléctrico nulo	v_t^D
Velocidad de fase sobre la línea de transmisión	V_p, v_p
Velocidad de propagación acústica en un material	V_t
Voltaje	V, v
Voltaje del flanco de bajada del pulso de excitación	V_{on}
Voltaje de excitación	V_{EXC}
Parte real de la impedancia de entrada de los datos estimados y experimental a la frecuencia f_p	$Pest, Pexp$

RESUMEN

RESUMEN DE LA TESIS DOCTORAL

Se proponen *Modelos Circuitales Equivalentes*, bien sobre *nuevos aspectos* no antes tratados, o *bien con precisión mejorada* frente a los modelos convencionales, para la *simulación de respuestas en Sistemas de Visualización Ultrasonica*, incluyendo sus etapas piezoeléctricas, electrónicas y ultrasónicas.

Se incluye la modelización de aspectos importantes presentes en las *configuraciones prácticas para diagnóstico industrial y médico*, que no son considerados en aproximaciones previas: *Excitación impulsiva en Alta Tensión AT (modelización completa con su etapa previa de baja tensión); Efectos no lineales en circuitos de emisión y de recepción; Aspectos no ideales sobre pérdidas y distorsiones eléctricas en la electrónica; Cuantificación precisa del comportamiento frecuencial de las pérdidas mecánicas en el elemento piezoeléctrico y en el medio de propagación.*

Algunos de estos modelos utilizan *datos estimados con precisión para los parámetros internos de los transductores piezoeléctricos*. Estos datos se obtienen mediante *un nuevo método* aquí propuesto, basado en técnicas de inteligencia artificial, concretamente en *Algoritmos Genéticos (AGs)*.

Se presentan *implementaciones Pspice específicas de estos modelos* para simular directamente en el dominio del tiempo distintas disposiciones de visualización para ensayos no destructivos (END), por Transmisión (ET) y por Pulso-Eco (EPE), en régimen de alta tensión y con las topologías circuitales no-lineales más usuales en los transceptores electrónicos involucrados.

Se aplica todo ello a la evaluación “cuantitativa” de pulsos eléctricos, excitadores AT y respuestas ultrasónicas globales, con transductores concretos, incluyendo efectos eléctricos no-ideales y la topología real de los transceptores ultrasónicos usados en visualización industrial, concretamente *para inspecciones END*. La contrastación con datos experimentales muestra *la clara mejora en precisión* de los modelos propuestos.

Finalmente, *se propone y aplica un método para análisis paramétrico en régimen transitorio*, en los dominios del tiempo y la frecuencia, del comportamiento *de las etapas electrónicas no-lineales y de AT* involucradas en aplicaciones de visualización.

CAPITULO 1

INTRODUCCIÓN, OBJETIVOS,

Y

CONTENIDO DE LA TESIS DOCTORAL

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN, OBJETIVOS Y CONTENIDO DE LA TESIS DOCTORAL

1.1. Generalidades sobre los transductores ultrasónicos y sus aplicaciones

Los transductores electro-mecánicos que trabajan en el rango de las frecuencias ultrasónicas poseen una notable aplicabilidad industrial, y en particular para objetivos de visualización de partes y estructuras internas. Estos transductores ultrasónicos son dispositivos que se utilizan para transformar la energía mecánica, en el rango de frecuencias ultrasónicas (> 20 KHz), en energía eléctrica o la energía eléctrica en mecánica. La presente tesis doctoral está centrada en uno de los tipos de transductores ultrasónicos más ampliamente utilizado en la actualidad: el transductor piezoeléctrico.

Los transductores ultrasónicos piezoeléctricos clásicos son básicamente osciladores de estructura cristalina o policristalina que basan su funcionamiento en el efecto piezoeléctrico. También pueden estar constituidos por otros materiales como polímeros piezoeléctricos (PVDF), o ser una combinación de materiales diversos. En este último caso se les denomina transductores piezo-compuestos. Los transductores piezoeléctricos contienen un elemento vibrante o activo, que es el que realiza la conversión mecano-eléctrica de energía.

Los transductores ultrasónicos, como dispositivos formando parte de un equipamiento, han encontrado numerosas aplicaciones en campos variados. En la Tabla 1.1 se muestran algunas de las aplicaciones típicas de los transductores ultrasónicos. El rango de aplicaciones está determinado por la frecuencia de trabajo, la potencia con la que irradian el medio y el tipo de emisión (impulsiva o continua). Por ejemplo, en numerosos procesos industriales donde se requiere alta potencia son utilizados para operaciones como soldadura, maquinado y limpieza de materiales, los sistemas pulso eco de baja potencia se usan en la medición de espesores, control de nivel, flujo, etc. Dentro de la industria, también constituyen una valiosa herramienta en la defectoscopia de piezas (detección de grietas, huecos o inclusiones, etc.) mediante ensayos no destructivos. En el ámbito de laboratorio han permitido la caracterización y el estudio de nuevos materiales. En la medicina son utilizados para el diagnóstico de enfermedades mediante la visualización del interior del cuerpo humano, medición de flujo sanguíneo (Doppler) u otros, o en tratamientos terapéuticos /87/, para el tratamiento de afecciones en huesos y músculos, destrucción de cálculos renales, tumores etc.

1.1.1. Algunas de las aplicaciones típicas de los transductores ultrasónicos

Se detallan, dentro de la tabla siguiente, algunos de los campos de aplicación más significativos donde se utilizan radiaciones producidas a través de los transductores ultrasónicos:

Tabla 1.1 *Algunas aplicaciones típicas de los transductores ultrasónicos.*

Sector de Aplicación	Aplicación concreta
Aeroespacial	Giróscopos de Satélites. Misiles. Naves Aéreas de Diversos Tipos Reducción de Ruidos. Fusibles de Impacto
Automotriz	Sensores de Choque en Motores Ayudantes para Aparcamiento Sistemas de Alarma Equilibrio de Ruedas
Comunicaciones	Filtros Paso-banda Condensadores de Mica
Industrial de propósito múltiple	Control de Nivel- Polvos y Fluidos Medición de Flujo – Gases y Fluidos Medición de Espesores Ensayos no Destructivos - Detección de Grietas, Defectos, etc.. “Strain Gauges” Limpieza, Maquinado y Soldadura Ultrasónica Validación de Monedas Impresoras de Chorro de Tinta Desionizadores Fuentes de Alimentación Humidificación Actuadores de Posicionamiento Modulación Laser
De Laboratorio	Sonoquímica Limpieza Ultrasónica Nebulización
Doméstico	Encendedores de Gas Humidificadores Sistemas de Alarma
Marino	Sonares Sonoboyas Hidrófonos Detectores de Profundidad Detectores de Bancos de Pesca
Médico	Diagnóstico mediante imágenes Terapia Nebulizadores En Estomatología

1.2. Aspectos generales sobre las herramientas de análisis para su diseño

Los modelos teóricos, capaces de evaluar las respuestas eléctricas y el comportamiento espacial y temporal del campo de radiación de un transductor, constituyen herramientas muy valiosas que resultan imprescindibles en la actividad de cualquier diseñador de estos dispositivos. Un problema fundamental a resolver, cuando se realiza su diseño, lo constituye la simulación de posibles configuraciones alternativas previas a la construcción, ya que el diseñador desearía conocer con la mayor precisión posible los efectos de las numerosas variables de diseño que tienen influencia sobre las respuestas del sistema, tanto en la fase de emisión como en la de recepción. Ello depende de las potencialidades de los modelos de simulación de los que se disponga y del tipo de implementaciones que se utilicen para la aplicación de aquellos.

En las últimas décadas han sido creados numerosos modelos teóricos con el objetivo de estudiar el comportamiento en el dominio de frecuencia, y también en el dominio del tiempo, de los transductores ultrasónicos /3,10,26,27,28,29,50,62,85,86/. Varios de ellos están basados en la utilización de circuitos equivalentes a su funcionamiento electro-mecánico, los cuales son obtenidos generalmente a partir de analogías electromecánicas/3,50,62,85/. Dichos circuitos equivalentes permiten modelizar los sistemas mecánicos a partir de la teoría de redes eléctricas. Dentro de los circuitos equivalentes más ampliamente utilizados se encuentran los de Mason/62/, Redwood/85/, y el conocido como KLM/50/.

La necesidad del modelado de este tipo de transductores es evidente, ya que con la ayuda de un modelo teórico adecuado es posible realizar simulaciones por computadora que contribuyan a esclarecer su funcionamiento dentro de diferentes sistemas ultrasónicos de una

manera precisa y rápida. Una de las variantes para realizar estas simulaciones, a partir de los diferentes circuitos equivalentes, es la utilización de programas comerciales de análisis de circuitos, como por ejemplo, SPICE o PSPICE /70/. Su utilización, entre otras ventajas, permitiría incluir, en principio, el efecto de los circuitos electrónicos de emisión-recepción asociados al control del transductor, lo que facilita el estudio del sistema ultrasónico en su conjunto. El circuito equivalente de Redwood ha sido el modelo más factible de implementar en SPICE, habiéndose realizado variadas implementaciones del mismo hasta el presente /53,58,66,72,13/. No obstante, también ha sido propuesto recientemente un método para realizar simulaciones en PSPICE empleando el circuito KLM /119/.

El análisis del funcionamiento electro-acústico de los transductores ultrasónicos está basado fundamentalmente en el estudio de la forma de las señales que generan y de su patrón de radiación, aunque el análisis de su impedancia de entrada también resulta útil. De estos aspectos de los transductores, los relacionados con las señales y la impedancia han sido los más estudiados mediante el empleo de circuitos equivalentes, mientras que el tema de los patrones de radiación ha sido modelado de diferentes formas, sobre la base de los conceptos de la óptica clásica de Fourier y también a través de una modelación análoga a la empleada en teoría de señales y sistemas lineales, mediante el concepto de respuesta al impulso espacial /109/. En alguna ocasión, el desarrollo de la implementación en SPICE basada en los circuitos equivalentes ha sido acoplado con la simulación del patrón de radiación del transductor mediante métodos clásicos /58/.

Sin embargo existen otros aspectos determinados que afectan notablemente a la respuesta de un transductor piezoeléctrico, cuando se encuentra integrado dentro de un

sistema de visualización ultrasónica práctico, y que no están debidamente considerados en los modelos y esquemas de simulación en el dominio del tiempo hasta ahora disponibles.

En particular cabe destacar como más significativos dentro de esos aspectos: la impedancia no ideal, variable en el tiempo de los circuitos especiales que se usan para generar los impulsos de excitación en alta tensión, la influencia de comportamientos no lineales de los equipos electrónicos utilizados en las aplicaciones industriales, y una cuantificación más precisa en el dominio de la frecuencia de las pérdidas en el medio de propagación y en el propio elemento piezoeléctrico básico.

1.3. Objetivos de esta tesis doctoral

El Objetivo Global de esta tesis persigue una finalidad doble:

1) Plantear modelos circuitales de las etapas piezoeléctricas y electrónicas en Sistemas Ultrasónicos de Visualización, bien para evaluar nuevos aspectos no antes considerados, o bien para mejorar la precisión frente a los modelos anteriores. Ello implica abordar:

- Una Evaluación adecuada de pérdidas y elementos parásitos
- Nuevos aspectos en: Excitación impulsional en alta tensión; Elementos no lineales
- Una Estimación precisa de parámetros internos

2) Obtener nuevas implementaciones en PSpice para simulación, en el dominio del tiempo, de respuestas en los ensayos ultrasónicos industriales (END) más usuales. Aplicación al análisis paramétrico en régimen transitorio de la influencia de las etapas electrónicas de emisión / recepción en el pulso excitador y en la respuesta ultrasónica.

Esta doble finalidad implica abordar los Objetivos Secundarios siguientes:

- a) Diseño de configuraciones de transducción ultrasónica y de la electrónica pulsada para su control, bajo condiciones típicas en END: ensayos por transmisión y pulso-eco.
- b) Evaluación precisa de algunos aspectos no ideales en emisión-recepción, no tenidos en cuenta en aproximaciones previas.
- c) Desarrollo de procedimientos eficaces para estimar parámetros internos en cerámicas piezoeléctricas y en transductores ultrasónicos ya construidos.
- d) Aplicación de todo ello en la predicción de respuestas temporales de las etapas piezoeléctricas y electrónicas.
- e) Validación de los resultados de las predicciones con mediciones experimentales.
- f) Evaluación de la influencia de aspectos no lineales que afectan las respuestas.

1.4. Organización y contenido de la memoria

El contenido de esta memoria se ha organizado en un resumen inicial, nueve capítulos, un apartado de aportaciones y conclusiones, 4 Anexos y un apartado conjunto de bibliografía. Pasamos a describir muy brevemente el contenido de la tesis.

- En el presente capítulo 1 se plantean los objetivos generales de la tesis así como los secundarios a los que aquellos dan lugar. También se introducen algunos aspectos generales de los transductores ultrasónicos piezoeléctricos, de sus aplicaciones y del estado actual de las herramientas disponibles para análisis y simulación previamente a su diseño y desarrollo.
- En el segundo capítulo se fundamenta la necesidad de los procedimientos de modelización en este terreno tecnológico, y se hace una revisión de los fundamentos teóricos y aspectos básicos sobre la modelización de los transductores piezoeléctricos típicos en aplicaciones de

visualización, considerando también los antecedentes históricos que les dieron origen. Más concretamente, se deducen y comentan los modelos circuitales equivalentes más usuales.

También se describen las adaptaciones circuitales disponibles para dichos modelos, y que se encuentran documentadas en la bibliografía, indicándose sus limitaciones. Se desarrolla más detalladamente la adaptación de Leach para su uso con SPICE, ya que muchas de las simulaciones de las etapas piezoeléctricas realizadas en la memoria están basadas en extensiones de este modelo PSPICE básico. Por último, se incluye en ese capítulo una explicación breve de los fundamentos teóricos de la introducción de las pérdidas mecánicas en elementos piezo-cerámicos mediante modelos basados en líneas de transmisión mecánicas.

- En el capítulo tercero se describen la estructura y el funcionamiento de los excitadores ultrasónicos impulsionales más usuales en aplicaciones de visualización ultrasónica. Se detallan los esquemas eléctricos de excitación impulsional más relevantes propuestos en la bibliografía, y se analiza el esquema del generador de impulsos de alta tensión y breve tiempo de conmutación utilizado en la mayoría de las simulaciones presentadas en esta memoria. Este generador, de tipo re-configurable alimentar eficientemente en alta tensión una amplia variedad de transductores de banda ancha.

- En el cuarto capítulo se resumen los aspectos básicos relativos a los algoritmos genéticos así como a su aplicación en el terreno de los sistemas ultrasónicos. Se detallan las distintas partes de la estructura de un algoritmo genético básico similar al presentado en esta memoria. También se explica la conveniencia de utilización de los AGs en este contexto, dada la necesidad de estimación de parámetros internos y de construcción en los transductores ultrasónicos.

- El capítulo 5 describe algunos detalles de construcción de diferentes transductores piezocerámicos empleados y también sus características y parámetros internos asociados. Además se detallan los métodos y equipamiento que permitieron realizar las comprobaciones experimentales de los resultados de simulación obtenidos para ensayos por transmisión y por pulso-eco.

- En el capítulo 6 se presentan algunos modelos que se proponen como una primera aproximación a la modelización global de un sistema ultrasónico de visualización, orientados a su implementación en PSPICE. En particular, se introducen aspectos no considerados con precisión en los modelos disponibles a partir de las publicaciones realizadas en este campo: etapa de excitación en alta tensión y algunos dispositivos no lineales de las etapas electrónicas. Se consideran las disposiciones de ensayo más utilizadas en la práctica industrial de los (END), es decir los ensayos por transmisión y por pulso-eco. Se introduce específicamente el efecto de elementos no lineales en la etapa de recepción, mostrándose su notable efecto en condiciones de alta amplitud para las señales recibidas. Se incluye también una primera aproximación de los efectos del tamaño de las aperturas de los transductores y del medio de propagación. En la etapa de excitación se propone un modelo bastante preciso de la red de salida no lineal, que usa un generador de voltaje ideal para representar la excitación en baja tensión del dispositivo de conmutación de potencia encargado de la generación básica de los pulsos de salida.

Los resultados de simulación obtenidos mediante la implementación PSPICE de estos modelos, para configuraciones ultrasónicas concretas por transmisión y pulso-eco, presentan desde un punto de vista cualitativo una similitud aceptable con las mediciones

experimentales, es decir en lo que se refiere a las formas de onda. Sin embargo existen discrepancias para algunos casos, en cuanto a las amplitudes. A partir de estas discrepancias con los experimentos, se analizan las posibles limitaciones que aún presentan estos nuevos modelos a pesar de las mejoras introducidas, para situaciones prácticas reales de visualización ultrasónica. Se concluye que, parte de estas discrepancias cabe achacarlas a la escasa precisión de los parámetros internos normalmente utilizados en este tipo de simulaciones. Otra parte depende del ajuste del modelo con las situaciones y equipamientos reales.

- El capítulo siete describe en detalle el desarrollo de un nuevo procedimiento basado en la utilización de una técnica de inteligencia artificial, concretamente los algoritmos genéticos, para la estimación o identificación de algunos parámetros constructivos y de operación de los transductores ultrasónicos ya construidos y de los que depende notablemente su respuesta. Se detallan métodos específicos para la estimación de parámetros internos tanto en cerámicas piezoeléctricas como en transductores ultrasónicos con sección de amortiguamiento acústico, como los utilizados para visualización, es decir de banda ancha. Estos datos resultan necesarios para poder realizar con mayor precisión las simulaciones de las respuestas del sistema ultrasónico completo.

- En el octavo capítulo se amplían y perfeccionan los modelos y esquemas de simulación propuestos en el capítulo seis, mediante la incorporación, en los modelos específicos que describen los distintos subsistemas (electrónicos / piezoeléctricos / ultrasónicos) de ciertos aspectos no ideales que se presentan en los equipos reales y que suelen ser obviados, o bien considerados de forma excesivamente simplificada, en los modelos orientados a implementaciones tipo SPICE habitualmente utilizados. Estos aspectos no ideales, que se acentúan para frecuencias altas, se refieren principalmente a elementos circuitales espurios, que se ha constatado que tienen una notable influencia en las respuestas

ultrasónicas y también a las pérdidas acústicas de propagación en el elemento piezoeléctrico y en el medio inspeccionado. También se mejora la precisión en el modelado de la etapa previa de baja tensión en el excitador.

A partir de estos nuevos modelos perfeccionados, y utilizando como parámetros básicos de transducción los resultantes de los métodos de estimación expuestos en el capítulo séptimo, se obtienen resultados de simulación con transductores reales de END dotados de contramasa, para el impulso de excitación y para las señales ecográficas, con una excelente concordancia en general, con las formas de onda experimentales, no sólo en cuanto a la forma de los pulsos sino también en lo referente a sus amplitudes instantáneas.

Finalmente, se extienden y aplican los modelos resultantes para el caso de transductores que incorporan una sección de adaptación de impedancia acústica con el medio irradiado.

- El noveno y último capítulo está dedicado a la utilización de los modelos y esquemas de simulación desarrollados en capítulos anteriores para el desarrollo y aplicación de métodos de análisis paramétrico orientados a evaluar la influencia, en régimen transitorio no lineal, de los principales parámetros de las etapas electrónicas, tanto sobre el pulso de excitación como sobre la respuesta global de los sistemas ultrasónicos. Se analizan configuraciones típicas de visualización para END, pero donde se ha minimizado la consideración de algunos aspectos no ideales muy particulares tratados en el capítulo anterior (que dependen bastante de cada configuración), con la finalidad de no enmascarar la dependencia con los parámetros concretos bajo estudio. En particular se estudian las influencias, en la amplitud y ancho de banda de las señales recibidas (para ensayos por transmisión y por pulso-eco), de los parámetros asociados al amortiguamiento eléctrico y a los dispositivos de sintonización. También se analiza la influencia del parámetro capacitivo asociado a la energía de excitación

sobre la forma de onda y contenido en frecuencia del pulso de salida en alta tensión y de las señales de eco resultantes, para distintas condiciones de amortiguamiento eléctrico.

1.5. Algunos comentarios sobre artículos de otros autores y trabajos propios publicados, que están relacionados directamente con esta tesis.

Como materiales básicos de partida para el planteamiento y desarrollo de esta tesis, se ha contado en primer lugar con los trabajos clásicos más conocidos en torno a los modelos equivalentes para los elementos osciladores piezoeléctricos, como ya se anticipó en el apartado 1.2. Además en los apartados 2.4 y 2.5 y 2.6 se expondrá una revisión de los desarrollos más significativos en este sentido. A lo largo de la memoria se referencian numerosas publicaciones relativas a cada uno de los temas parciales involucrados en la temática global de esta tesis. En el apartado final sobre referencias bibliográficas, puede encontrarse un amplio listado con los datos de las mismas.

Sin embargo, parece oportuno comentar en este punto aquellas referencias que están especialmente próximas a los objetivos que se proponen en esta memoria, es decir aquellos trabajos precursores o bien que han abordado, al menos de una forma preliminar, alguna de las problemáticas aquí planteadas. En ese sentido, servirán como una base de partida muy adecuada para el planteamiento de los desarrollos de esta tesis. Más concretamente, en lo que se refiere a esquemas de simulación e implementaciones para transductores piezoeléctricos, basadas en programas de análisis circuital tipo SPICE para transductores piezoeléctricos, existen algunos artículos previos de otros autores especialmente relacionados con el contenido de esta memoria. Entre ellos cabe destacar los siguientes:

- 1 - Redwood M., “Transient Performance of a Piezoelectric Transducer”, Journal of the Acoustical Society of America, vol. 33, 4, pp. 527 - 536, 1961.
- 2 - Morris A. S, Hutchens G. Ch, “Implementation of Mason Model on Circuit Analysis Programs”, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. UFFC-33, No 3, 1986.
- 3 - Leach Jr. W. M. , “Controlled-Source Analogous Circuits and SPICE Models for Piezoelectric Transducers”, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 41, No1, 1994.
- 4 - Püttmer A., Hauptmann P., Lucklum R., Krause O., Henning B., “SPICE Model for Lossy Piezoceramic Transducers”, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 44, no 1, 1997.
- 5 - Ramos A , San Emeterio J. L., and Sanz PT, “Dependence of pulser driving responses on electrical and motional characteristics of NDE ultrasonic probes”, *Ultrasonics*, Vol. 38, pp. 553-558, 2000.
- 6 - Maione E., Tortoli P., Lypacewicz G., Nowicki A., Reid M. J., “PSPICE Modelling of Ultrasound Transducers: Comparison of Software Models to Experiment”, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 45, No 2, 1999.
- 7 – van Deventer J., Löfqvist T., Delsing J., “PSPICE Simulation of Ultrasonic Systems”, IEEE Transac. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 47, no 4, July 2000.

- El primer artículo, Redwood, presenta un modelo clásico de circuito equivalente para el transductor piezoeléctrico, que permite el trabajo con señales en régimen transitorio, así como también la teoría fundamental que rige el funcionamiento del mismo. De los modelos disponibles parece el mas adecuado para su implementación SPICE.

- El segundo es un punto de partida importante para el consecuente desarrollo de la simulación de subsistemas transductores mediante ordenador, directamente en el dominio del tiempo, sobre la base de circuitos equivalentes. Este trabajo facilita la utilización de las potencialidades de un programa de análisis de circuitos eléctricos con elevadas prestaciones como SPICE para la simulación de sistemas electromecánicos. Por ello representa un paso significativo al proponer por primera vez una implementación SPICE del modelo de Mason adaptado por Redwood, abriendo de este modo las puertas a la aparición de diferentes implementaciones circuitales posteriores para el transductor.

- En el tercer trabajo, Leach, es de destacar que desarrolla una de las implementaciones más utilizadas del modelo de Redwood en SPICE. Entre otros aspectos, este modelo no requiere la inclusión de una capacidad negativa y realiza una aplicación elegante de las fuentes controladas para resolver la etapa de conversión electromecánica.

- El cuarto trabajo, Püttmer et al., se apoya en el modelo de Leach y permite incluir de una forma aproximada las pérdidas mecánicas en las piezo-cerámicas, lo que muestra su utilidad en los materiales piezoeléctricos con mayor atenuación acústica.

- En el quinto trabajo se propone un circuito equivalente conjunto para los transmisores ultrasónicos (transductor más la electrónica de excitación) de banda ancha, típicos en aplicaciones de visualización y evaluación no destructiva (END). Incluye los aspectos más relevantes de la etapa de alto voltaje de un excitador pulsado típico, así como una versión modificada del circuito Mason-Redwood que permite la simulación del transmisor con PSPICE usando un transformador convencional para la conversión electromecánica.

- El sexto artículo ofrece una vía para acoplar la simulación SPICE del transductor básico con otro aspecto funcional del transductor, su patrón de radiación. Usa una implementación del circuito Redwood, similar a las anteriormente citadas. Se muestran resultados de intensidad y presión espacial del campo ultrasónico.

- La última de las referencias citadas extiende la implementación de Püttmer, al incluir en ésta la dependencia, en algunos medios de propagación, del comportamiento de la onda ultrasónica con la frecuencia y la temperatura: líquidos, polímeros.

1.5.1. Publicaciones de artículos propios en relación con esta tesis doctoral.

- 1) **“Some non-linear aspects of the electronic stages in time-domain modeling of NDE pulse-echo ultrasonic systems”**, A. Ramos, A. Ruíz, P. T. Sanz, J. L. San Emeterio, *Ultrasonics*, vol. 40, pp. 253-258, 2002.
- 2) **“Approaches to simulate temporal responses in piezoelectric stages involved in pulsed ultrasonic sensor/actuator systems”**, A. Ruíz, M. Hernández, A. Jiménez, A. Sotomayor, O. Sánchez, A. Ramos, P. T. Sanz, J. L. San Emeterio, *Ferroelectrics*, Vol. 273, pp. 243-248, 2002.
- 3) **“Evaluation of impedance matching schemes for pulse-echo ultrasonic piezoelectric transducers”**, J.L. San Emeterio, A. Ramos, P. T.Sanz, A. Ruíz, *Ferroelectrics*, Vol. 273, pp 297-302, 2002.
- 4) **“Pspice modelling of ultrasonic transceivers pulsed responses in NDT systems”**, A. Ruíz, A. Ramos, J.L. San Emeterio, P.T. Sanz, M. Hernández, Book **“8th European Conference on Non-Destructive Testing”**, Computer Processing Section, pp. CP33 1-9, CD Rom ISBN: 84-699-8573-6, Barcelona, © 2002 AEND.

- 5) **“Pspice simulation of transient responses of transducers and spike generators included in E/R ultrasonic systems”**, A. Ruíz, A. Ramos, J. L. San Emeterio, P. T. Sanz, *Rev. Acustica & Acta Acustica*, Vol. 88, (2002) Suppl. 1 pp. S1-S165 & CD Rom Forum Acusticum 2002, Special Issue of the Revista de Acústica, ISBN: 84-87985-07-6, Vol. XXXIII, pp.ULT04016IP 1-6.
- 6) **“On the measurement of the electromechanical coupling coefficient K_t using different characteristic frequencies”**, J. L. San Emeterio, A. Ramos, A. Ruíz, *Ferroelectrics*, Vol. 293, pp. 331-339, 2003.
- 7) **“Estimation of some transducer parameters in a broadband piezoelectric transmitter by using an artificial intelligence technique”**, A. Ruíz, A. Ramos, J. L. San Emeterio, *Ultrasonics*, (in press), 2004.
- 8) **“Modeling NDT piezoelectric ultrasonic transmitters”**, J.L. San Emeterio, A. Ramos, P.T. Sanz, A. Ruíz, A. Azbaid, *Ultrasonics*, (in press), 2004.
- 9) **“Evaluation of piezoelectric resonator parameters using an artificial intelligence technique”**, A. Ruíz, J.L.San Emeterio, A. Ramos, *Ferroelectrics*, (in press), 2004.
- 10) **“Simulation of Piezoelectric Multilayer Probes under High-Voltage Pulse Excitation in Medical and Industrial Applications”**, A. Ramos, A. Ruíz, J.L. San Emeterio, P.T. Sanz , *Ferroelectrics*, (in press), 2004.

CAPITULO 2

TRANSDUCTORES PIEZO-CERÁMICOS. FUNDAMENTOS TEÓRICOS Y ASPECTOS BÁSICOS SOBRE MODELIZACIÓN CIRCUITAL

CAPITULO 2

TRANSDUCTORES PIEZO-CERÁMICOS. FUNDAMENTOS TEÓRICOS Y ASPECTOS BÁSICOS SOBRE MODELIZACIÓN CIRCUITAL

2.1. Contenido del capítulo

En el presente capítulo se hace una revisión de los fundamentos teóricos básicos de los transductores piezoeléctricos normalmente utilizados para visualización ultrasónica trabajando en modo “espesor”, y se describen los principios físicos de los modelos disponibles para analizar este tipo de transductores ultrasónicos. Se pretende que ello sirva de base para los desarrollos relativos a transductores expuestos en los restantes capítulos. El capítulo comienza con una descripción breve de las diferentes partes constitutivas de un transductor ultrasónico de banda ancha, típico en las aplicaciones de visualización. Posteriormente se realiza una descripción de fundamentos teóricos de los distintos modelos clásicos, con especial énfasis en los más conocidos, Mason, Redwood y KLM. Mas adelante se presentan algunas adecuaciones circuitales hasta ahora realizadas, especialmente a partir del circuito de Redwood, con el objetivo de permitir la simulación de transductores piezoeléctricos por computadora utilizando un programa de análisis de circuitos (SPICE). Así, se muestra la adecuación realizada por Morris y Hutchens y se presenta la alternativa propuesta por Leach con un análisis más detallado

de la misma, dado que será utilizada como base de partida de algunos modelos del transductor desarrollados en la tesis. Finalmente, se analiza una ampliación de la alternativa de Leach, descrita por Püttmer et al. y que permite simular en forma aproximada las pérdidas mecánicas de los transductores piezocerámicos. En estos últimos casos se muestran diagramas eléctricos básicos para la implementación del elemento piezoeléctrico en formato SPICE. También se comentan sus limitaciones.

2.2. Aspectos generales de los transductores ultrasónicos diseñados para visualización.

En el esquema de la figura 2.1 se muestra la estructura física típica de los transductores ultrasónicos empleados para la generación y detección de ondas ultrasónicas de banda ancha, como se necesita en las aplicaciones de visualización. Están constituidos por varios elementos básicos que determinan en gran medida su funcionamiento:

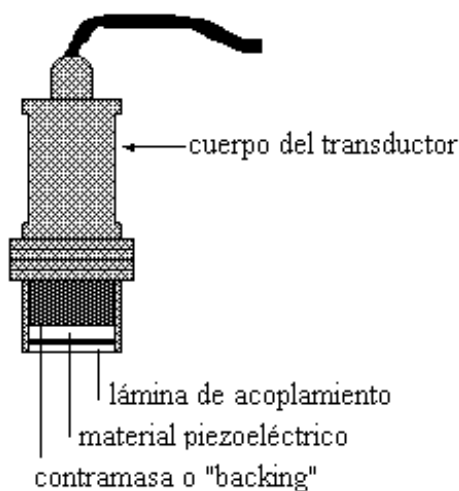


Figura 2.1 Esquema de la estructura de un transductor piezoeléctrico de banda ancha

- a) Una placa piezoeléctrica genera, a partir de su vibración, las ondas ultrasónicas, siendo por tanto la encargada de realizar la conversión electromecánica; está conectada

eléctricamente al exterior mediante contactos soldados a los electrodos metálicos que cubren cada una de sus caras.

b) Junto a esta lámina activa se encuentran otros elementos pasivos que determinan las características temporales de las respuestas del transductor tanto en la transmisión como en la recepción. Estos elementos son una contramasa (“backing”) /49,103,105,106,107,73117/ y, en algunas ocasiones, una lámina o capa de adaptación de impedancias mecánicas /42,49,71,98,100,105/. La presencia de ambos elementos determina condiciones de frontera mecánica a la vibración “en espesor” (“thickness extensional”) que presenta la placa piezoeléctrica, la cual en principio emite energía mecánica en ambos sentidos.

Como en las aplicaciones prácticas solo se utiliza la emisión de una sola de las caras, la contramasa en la cara trasera de dicha lámina absorbe la energía mecánica emitida en ese sentido, y como consecuencia produce un efecto de ensanchamiento de su banda frecuencial.

La capa de acoplamiento, por su parte, facilita la transmisión de la energía mecánica con determinada eficiencia, desde la cara delantera de la lámina piezoeléctrica hacia el medio o elemento al cual se aplica la misma, y que constituye la carga mecánica del transductor (material bajo estudio, un órgano del cuerpo humano, etc).

2.3. Necesidad de la modelización de los sistemas de transducción piezoeléctrica en aplicaciones de visualización. Generalidades.

La visualización del interior de estructuras opacas mediante pulsos ultrasónicos, en sectores como diagnóstico médico, control industrial y ensayos no destructivos de materiales, requiere continuas innovaciones para mejorar la calidad de las imágenes

obtenidas. De esta forma se amplían los materiales y piezas sobre los que se aplica esta técnica de inspección basada en las señales de eco resultantes.

Los parámetros que más inciden en la calidad y precisión de estas inspecciones son:

- la amplitud de la señal eco-gráfica en respuesta a una excitación eléctrica de muy corta duración del transductor.
- la duración temporal de la citada señal ecográfica.

La amplitud ecográfica nos determina el margen dinámico en las señales recibidas por un sistema concreto y por ello nos delimita la máxima profundidad de la exploración para unas condiciones de excitación eléctrica y del medio inspeccionado determinadas.

La duración temporal de la señal ecográfica indica la capacidad del sistema de visualización para discriminar entre ecos sucesivos por reflexiones en grietas, porosidades o variaciones de densidad próximas. De ella depende la resolución axial resultante. Por ello se recurre en estas aplicaciones a transductores de banda ancha.

En el diseño de estos transductores piezoeléctricos de banda ancha, existen determinadas características deseables que resultan contrapuestas. Por ello es necesario el poder encontrar, para cada aplicación, configuraciones adecuadas de los distintos parámetros. Con ese objetivo se utilizan herramientas de análisis basadas en modelos teóricos y la simulación por ordenador de las respuestas piezoeléctricas y electrónicas de los sistemas de visualización ultrasónica. De esa manera se hace posible la predicción y evaluación del efecto de las distintas variables constructivas .

Para facilitar el estudio de las citadas respuestas en lo que se refiere a la emisión y/o recepción de los transductores electromecánicos, resulta conveniente representar las

diferentes partes de los mismos mediante un circuito eléctrico equivalente. Ello permite utilizar la teoría de redes eléctricas para la modelización también de los sub-sistemas mecánicos. De esta manera, la utilización de elementos eléctricos pasivos (como resistencias, capacidades, líneas de transmisión, inductancias o transformadores) facilita la interpretación de los fenómenos eléctricos y mecánicos involucrados. El objetivo principal, por ejemplo para el caso de emisión, es esclarecer la relación entre la señal de excitación eléctrica y la forma en la que finalmente vibran los elementos de la carga, o viceversa en el caso de recepción.

Esto posibilita el análisis de las respuestas básicas del transductor actuando como transmisor, como receptor, o en modo pulso-eco, a partir de los elementos y topología del circuito equivalente. Los valores de estos elementos están relacionados con las propiedades y las dimensiones de los diferentes materiales que constituyen el transductor y que dependen de los parámetros de diseño.

2.4. Transductores piezoeléctricos trabajando en modo “espesor”. Fundamentos básicos y modelo matemático teórico.

2.4.1. Elemento piezoeléctrico básico

Los materiales piezoeléctricos más utilizados para construir los transductores de visualización, (titanato-circonato de plomo PZT, metaniobato de plomo, fluoruro de polivinilideno PVDF, etc.), son sintéticos (cerámicas ferroeléctricas, polímeros, etc.).

Las principales variables en juego en estos elementos piezoeléctricos (densidad de flujo eléctrico D , campo eléctrico E , deformación elástica unitaria S y tensión mecánica T), están ligadas mediante las ecuaciones piezoelectricas /4/.

Para el modo de vibración en “espesor”, según el eje z (dirección 3):

- El espesor d es muy pequeño frente a las dimensiones laterales de la cerámica.

- Los electrodos coinciden con las caras de la cerámica con mayor superficie.
- Las deformaciones elásticas únicamente se producen en la dirección del campo eléctrico aplicado en sus electrodos (condición 33).

Como consecuencia, para este modo de vibración, las ecuaciones piezoeléctricas generales se reducen a las siguientes expresiones:

$$T_3 = c_{33}^D S_3 - h_{33} D_3 \quad (2.1)$$

$$E_3 = - h_{33} S_3 + D_3 (e_{33}^S)^{-1} \quad (2.2)$$

donde:

- c_{33}^D representa la constante elástica de rigidez del material cuando el desplazamiento eléctrico es nulo.

- e_{33}^S es la constante dieléctrica bajo deformación mecánica nula.

- h_{33} es la constante piezoeléctrica.

Las condiciones de contorno impuestas en la derivación de estas ecuaciones suponen la propagación de una única onda plana de tipo longitudinal a lo largo de la dirección del campo eléctrico aplicado (eje 3). Permiten pues analizar uni-dimensionalmente, en la dirección de interés práctico, el comportamiento vibratorio de elemento piezoeléctrico interno de los transductores de banda ancha más usuales.

2.4.2. El transductor piezoeléctrico de banda ancha

Tal como se comentó anteriormente, para conseguir ensanchar la banda de frecuencias de las cerámicas piezoeléctricas en aplicaciones pulsadas (como las de visualización) se utiliza como primer recurso un material amortiguador adherido a su cara trasera y que es denominado como contramasa o (“backing”). También se recurre a la inclusión de una o varias capas de adaptación de impedancias /42/ entre la cerámica y el medio irradiado.

En este primer análisis, consideramos el caso en el que está actuando un material de amortiguamiento trasero y no existen capas de adaptación de impedancias.

El comportamiento de la cerámica piezoeléctrica ha de cumplir las propias ecuaciones piezoeléctricas (2.1), (2.2), y las leyes de Newton y de Maxwell. De todo ello se deduce la ecuación de propagación de la onda en el material piezoeléctrico:

$$\partial^2 \xi / \partial z^2 = (\rho / c_{33}^D) (\partial^2 \xi / \partial t^2) \quad (2.3)$$

donde ξ representa la deformación elástica (desplazamiento de partícula) en la dirección de z , y ρ es la densidad del material piezoeléctrico.

A partir de la ecuación (2.1) y de la solución de la ecuación de ondas (2.3), se pueden deducir mediante una serie de transformaciones matemáticas /95/ dos expresiones que relacionan las fuerzas (F_B y F_L) y las velocidades (u_B y u_L) en las caras de la cerámica:

$$F_L = j^{-1} Z_0 A (u_B / \text{sen } \gamma + u_L / \text{tg } \gamma) + h_{33} A D \quad (2.4)$$

$$F_B = j^{-1} Z_0 A (u_B / \text{tg } \gamma + u_L / \text{sen } \gamma) + h_{33} A D \quad (2.5)$$

$$\text{donde, } \gamma = \omega d / V_t^D \quad (2.6)$$

En las expresiones anteriores aparecen los siguientes parámetros del disco cerámico: el área A , el espesor d , la velocidad de propagación ultrasónica V_t^D , la impedancia acústica específica del material piezoeléctrico Z_0 .

Para la deducción de las expresiones anteriores, en este apartado, se ha asumido el convenio de que las fuerzas y velocidades, asociadas a las dos caras, adoptan sentidos siempre hacia el interior del elemento piezoeléctrico.

Por otra parte, bajo excitación armónica del transductor en sus electrodos, la corriente eléctrica I y la densidad de flujo eléctrico D están ligadas por la siguiente expresión:

$$D = I / (j A \omega) \quad (2.7)$$

A partir de esta última expresión (2.7), substituyendo D en las expresiones (2.4) y (2.5) y en la que resulta para el voltaje V en los electrodos de la cerámica (por integración de E_3 en la ecuación (2.2) a lo largo del espesor d), se puede obtener finalmente, después de algunas transformaciones, un sistema de tres ecuaciones que liga las fuerzas y velocidades en las caras del elemento piezoeléctrico con el voltaje y la corriente eléctrica en los terminales eléctricos de excitación del transductor. Estas ecuaciones se pueden expresar matricialmente de la siguiente forma:

$$\begin{vmatrix} F_L \\ F_B \\ V \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Z_0 A / j \operatorname{tg} \gamma & Z_0 A / j \operatorname{sen} \gamma & h_{33} / j\omega \\ Z_0 A / j \operatorname{sen} \gamma & Z_0 A / j \operatorname{tg} \gamma & h_{33} / j\omega \\ h_{33} / j\omega & h_{33} / j\omega & 1 / j\omega C_0^S \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_L \\ u_B \\ I \end{vmatrix} \quad (2.8)$$

donde, $C_0^S = A \epsilon^S / d$, es la capacidad eléctrica del disco cerámico para $S = 0$.

Por otra parte, en las puertas mecánicas del elemento piezoeléctrico integrado en un transductor de banda ancha, se cumplen las relaciones siguientes:

$$u_B = F_B / (A Z_B) \quad u_L = F_L / (A Z_L) \quad (2.9)$$

donde Z_L y Z_B son las impedancias acústicas específicas del medio irradiado y del material trasero de amortiguamiento, respectivamente.

Como en cada caso particular se pueden conocer estas impedancias Z_B y Z_L , mediante las expresiones (2.8-2.9) quedan determinadas las variables físicas de interés en el funcionamiento del transductor bajo una determinada excitación eléctrica V aplicada en sus electrodos.

2.5. Modelos circuitales básicos más utilizados para el análisis de transductores piezoeléctricos.

Existen varios circuitos equivalentes que se utilizan ampliamente para analizar los transductores piezoeléctricos. En las referencias /95,96/ y más recientemente en /3,10/ se pueden encontrar trabajos de revisión acerca de los mismos.

A continuación vamos a resumir un procedimiento para obtener los circuitos mas conocidos a partir del sistema de ecuaciones (2.8). Este sistema describe el comportamiento en el dominio de la frecuencia del transductor piezoeléctrico, vibrando en modo “espesor”, como un sistema electromecánico conectado con su entorno a través de tres puertas: una puerta eléctrica y dos puertas mecánicas.

A partir de esta representación matemática del comportamiento de un transductor de banda ancha, resulta posible obtener distintas representaciones circuitales equivalentes, las cuales facilitan en general los procesos de análisis y simulación numérica de aquellos. Seguidamente vamos a indicar brevemente los pasos de obtención de los circuitos equivalentes mas comúnmente utilizados, a partir de la mencionada expresión (2.8), siguiendo para ello la metodología expuesta en la referencia /96/.

2.5.1. Modelo circuital equivalente de Redwood

A partir de la expresión matricial (2.8) se pueden deducir las ecuaciones siguientes:

$$F_L' = F_B' \cos \gamma - j u_B Z_0 A \sin \gamma \quad (2.10)$$

$$U_L = j F_B' \sin \gamma / (Z_0 A) - u_B \cos \gamma \quad (2.11)$$

donde:

$$F_B' = F_B + j h_{33} I / \omega \tag{2.12}$$

$$F_L' = F_L + j h_{33} I / \omega \tag{2.13}$$

La pareja de ecuaciones (2.10-2.11), es formalmente análoga a la que se puede establecer entre las tensiones y las corrientes eléctricas en los terminales de una línea de transmisión sin pérdidas, si se hace corresponder las “F” a las tensiones y las “u” a las intensidades. Por tanto, las ecuaciones (2.10-2.11) corresponden a la línea de transmisión representada en la parte superior de la figura 2.2, cuyos parámetros principales son: longitud d , impedancia característica AZ_0 , y velocidad de propagación v_t^D .

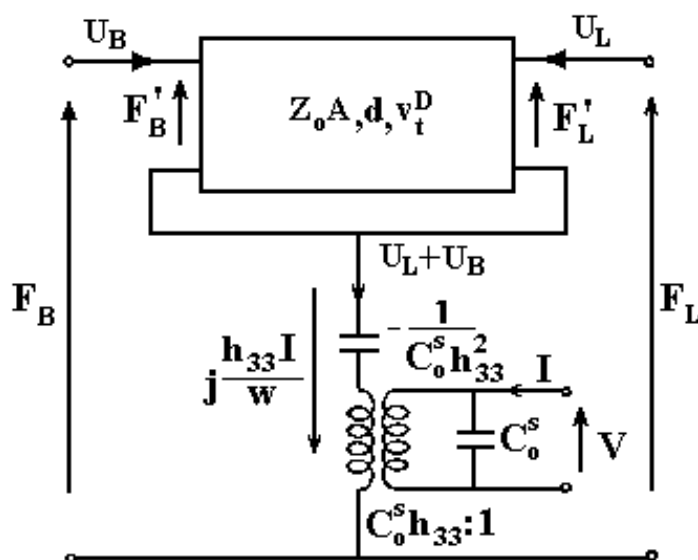


Figura 2.2. Modelo circuital equivalente de Redwood.

Además, la tercera de las ecuaciones involucradas en (2.8) puede transformarse, mediante una serie de pasos algebraicos, en la siguiente expresión:

$$-j h_{33} I / \omega = V C_0^S h_{33} - (U_B + U_L) h_{33}^2 C_0^S / j\omega \tag{2.14}$$

La representación circuital de esta ecuación, unida a la línea de transmisión antes mencionada, proporciona ya el esquema completo de la figura 2.2, que se conoce como el modelo circuital equivalente de Redwood /85/.

2.5.2. Modelo circuital equivalente de Mason

A partir de esta última representación de la figura 2.2, se puede deducir la topología del conocido circuito equivalente de Mason.

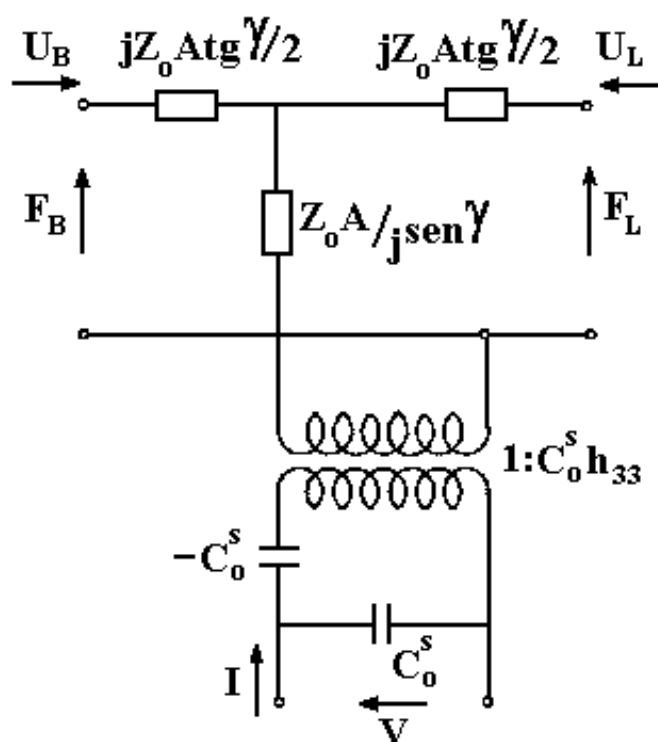


Figura 2.3. Modelo circuital equivalente de Mason.

Concretamente, si se sustituye la línea de transmisión de la figura 2.2 por una red eléctrica en T con sus parámetros concentrados en elementos discretos, y además se transfiere al circuito primario del transformador el condensador $[-1 / (C_0^S h_{33}^2)]$, se obtiene la topología circuital representada en la figura 2.3. En esta red eléctrica, la puerta eléctrica se acopla al resto del circuito (y en particular a las puertas mecánicas) a través de un transformador con relación de transformación $C_0^S h_{33}$.

Este circuito equivalente, que fue introducido por Mason en 1948 /62/, sigue siendo el modelo más conocido y utilizado para el análisis de transductores de banda ancha. Sin

embargo su utilización masiva solo se produjo varias décadas más tarde cuando se pudo disponer por parte de los diseñadores de ordenadores con la potencia de cálculo adecuada.

Un aspecto curioso de este modelo de Mason es la presencia de un condensador negativo ($-C_0^S$), por lo que esta red no es realizable físicamente.

Como aspecto favorable para fines de interpretación como carga eléctrica, la capacidad inter-electrónica del transductor aparece explícita en este modelo.

2.5.3. Modelo circuital equivalente KLM

Este circuito equivalente para los transductores piezoeléctricos fue introducido por R. Krimholtz, D. Leedom, G. Matthaeci /50/ en 1970. Se muestra este circuito en la figura 2.4.

Las dos puertas mecánicas del transductor aparecen en los extremos de una línea de transmisión sin pérdidas, de longitud total d , impedancia característica Z_0 A y velocidad de propagación v_t^D . En este aspecto resulta similar a la línea de transmisión del circuito de Redwood. Sin embargo, ahora, el punto central de la línea queda acoplado al condensador C_0^S en serie con la reactancia X a través de un transformador ideal.

Los otros elementos de impedancia que intervienen en el circuito son:

$$\phi = (2h_{33} / \omega Z_0 A) \text{sen} (\gamma / 2) \quad (2.15)$$

$$X = (h_{33}^2 / \omega Z_0 A) \text{sen} \gamma \quad (2.16)$$

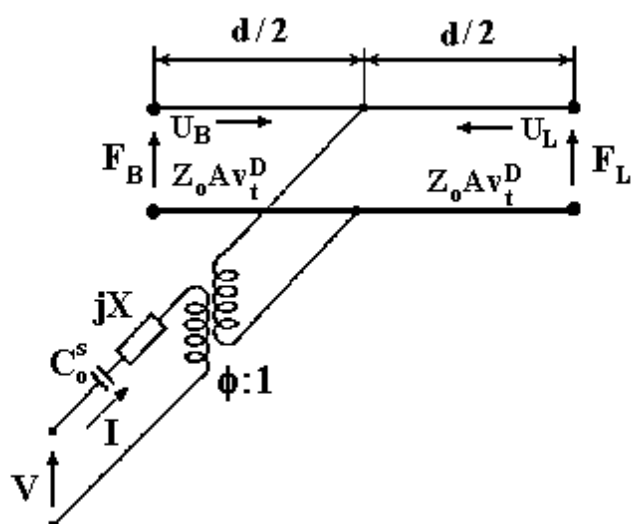


Figura 2.4. Modelo circuital equivalente KLM.

Debe destacarse que, al igual que ocurría con el modelo de Mason, esta red no es realizable físicamente, en este caso debido a que el transformador ideal de la figura 2.4 tiene una relación de transformación dependiente de la frecuencia.

Sin embargo, la línea de transmisión de este modelo proporciona un símil más próximo a la realidad física que la asociada a los modelos anteriores. De hecho, el acoplamiento de posibles capas de adaptación de impedancias resulta inmediato con esta topología.

Este modelo puede ser derivado también a partir del sistema de ecuaciones (2.8) empleado para la obtención de los circuitos anteriores.

2.5.4. Otros modelos circuitales propuestos para transductores piezoeléctricos

Aunque los modelos básicos son los que acabamos de describir, se han propuesto también algunos otros modelos circuitales que vamos a comentar brevemente.

Un resumen histórico muy completo sobre el modelado de estructuras acústicas mediante circuitos equivalentes, se puede encontrar en /3/. En este trabajo se presenta una revisión sobre el modelado de transductores basados en placas piezoeléctricas y piezomagnéticas que incluye incluso hasta estructuras de micro y nano-tecnología. Además se muestran algunas aproximaciones circuitales obtenidas a partir de los modelos básicos.

Otro modelo circuital propuesto en la literatura es el NKC /10/ que, al igual que el KLM, se denomina con las siglas de sus tres creadores y fue presentado en 1941. Dicho modelo está constituido por dos fuentes de excitación, las cuales incluyen características piezoeléctricas del transductor, y están situadas en los extremos de una línea de transmisión mecánica. En /10/ se comparan las características del modelo NKC, con las de los modelos KLM y de Mason y se enuncian sus ventajas para el análisis de transductores ultrasónicos constituidos por estructuras multicapa específicas.

A partir del modelo circuital NKC, y con la utilización de las analogías electromecánicas, es posible obtener una representación circuital equivalente del mismo, que relaciona la fuerza mecánica y la corriente eléctrica /10/. Si se combinan esta última representación y la de partida del NKC, se obtiene una representación modificada del mismo, la cual fue presentada por Kasai/46/ en 1973. Dicha representación ha sido utilizada recientemente, con ligeras variantes, en el análisis del funcionamiento de transductores con parámetros piezoeléctricos degradados /120/ .

2.6. Adaptaciones circuitales e implementación de los modelos clásicos para su empleo mediante programas comerciales de análisis y simulación de circuitos.

El modelo de Mason, aunque útil para el análisis en el dominio de la frecuencia, no resulta muy adecuado para su implementación a través de Spice, ya que este modelo utiliza elementos con parámetros concentrados que están constituidos por sofisticados elementos reactivos. Esto dificulta su utilización en el cálculo operacional.

Por el contrario, la modificación efectuada por Redwood /85/, al modelo circuitual presentado por Mason /62/ para la representación de un transductor piezoeléctrico, se ajusta mejor a una implementación tipo Spice, ya que la línea de transmisión que propone puede resultar realizable fácilmente en ese contexto.

Por otra parte, ambos modelos, Redwood y Mason, no permiten por si mismos realizar una interpretación física fácil del efecto de los esquemas de acople acústico. Esto dificulta en ciertas ocasiones la optimización de algunas características del transductor /12/. En dichas situaciones se obtiene una mejor interpretación de las relaciones con el medio de propagación mediante el esquema alternativo KLM.

2.6.1. Características del modelo de Redwood. Descripción de adaptaciones circuitales para su implementación.

La modificación de Redwood incorpora una sección de línea de transmisión que representa las propiedades mecánicas del transductor y es una parte esencial del circuito. Su propósito es representar el tiempo de retardo que se requiere para que las ondas mecánicas viajen desde una cara hasta la otra cara del elemento piezoeléctrico del

transductor. Esta representación resulta más idónea que la de Mason para ingenieros eléctricos familiarizados con el comportamiento de señales transitorias en líneas de transmisión eléctricas: retardo de las señales, múltiples reflexiones por desacoplamiento de impedancia en los extremos de la línea.

El transformador ideal representa la conversión de las magnitudes o cantidades eléctricas a las magnitudes o cantidades mecánicas y viceversa.

El método seguido por Redwood /85/ para la obtención de su circuito equivalente fue similar al utilizado por Mason /62/, excepto en que el método de Redwood se desarrolla utilizando el calculo operacional. El análisis de Mason utiliza el dominio de la frecuencia, $\exp(j\omega t)$, mientras que el análisis de Redwood emplea la variable compleja, $\exp(st)$, siendo s la variable compleja de Laplace o frecuencia compleja. El circuito equivalente propuesto por Redwood, permite hacer el análisis de las señales transitorias apoyándose en los métodos de la transformada de Laplace, que constituyen una herramienta matemática más adecuada para resolver problemas en los cuales la respuesta transitoria de un transductor piezoeléctrico es de interés.

Por otra parte, el modelo de Redwood históricamente aparece para trabajar con pulsos de excitación cortos, sobre todo si la longitud del pulso es menor que el tiempo que demora la onda acústica dentro del transductor. No obstante puede ser aplicado a circuitos resonantes donde el espesor de la cerámica es igual a media longitud de onda

2.6.1.1. Adaptaciones del modelo Redwood para su implementación en Spice.

A pesar de las limitaciones comentadas del modelo de Redwood, el mismo constituye una herramienta poderosa para análisis y simulación de los transductores piezoeléctricos mediante su implementación con programas de análisis de circuitos del tipo SPICE. Tanto la parte

acústica como la parte eléctrica del transductor piezoeléctrico pueden ser fácilmente modificadas para analizar su comportamiento.

La representación de la figura 2.2, aunque resulta útil para analizar las señales transitorias, no permite su implementación directa en SPICE. Esto se debe a que se requiere que el conductor exterior de la línea de transmisión este unido a tierra.

Adaptación de Morris y Hutchens en formato Spice.

Morris y Hutchens /66/ realizaron en 1986 una adaptación de este esquema de Redwood, obviando este problema, mediante algunas modificaciones a base de redefinir las fuerzas y velocidades en las caras del elemento vibrante.

Este nuevo esquema, que aparece representado en la figura 2.5, si es factible ya de poder ser implementado en SPICE. La figura 2.6 muestra la representación en Spice del transformador ideal y de la capacidad negativa.

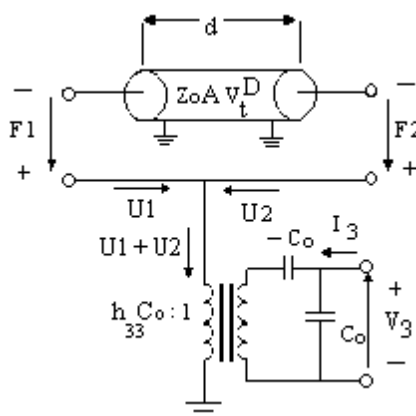


Figura 2.5. Esquema de Redwood adaptado por Morris-Hutchens para su implementación en Spice

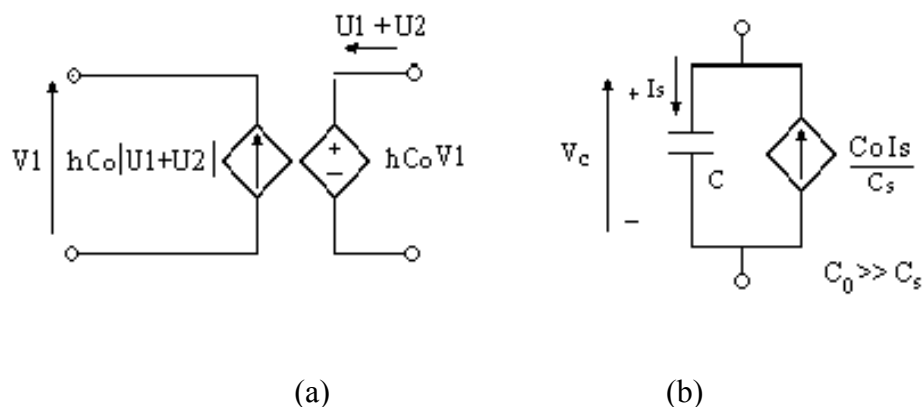


Figura 2.6. Implementación en formato Spice de algunos elementos (Morris-Hutchens): a) Transformador ideal. b) Aproximación de la capacidad negativa C_0 ^s

Otras adaptaciones para implementación en Spice

Se han propuesto otras adaptaciones de este circuito equivalente de Redwood con el mismo propósito. Cabe destacar la adaptación propuesta por Leach /53/ en 1994, la cual será descrita con detalle en un próximo apartado, ya que será utilizada como esquema de partida para la representación de los elementos piezoeléctricos a lo largo de esta memoria. En el trabajo de Leach, esta adaptación se aplica a la simulación de la fuerza emitida por un transductor, excitado en banda ancha, y usando un modelo lineal muy simplificado para la excitación.

En la referencia /102/ se detallan resultados de simulación con ratificación experimental para el pulso de excitación con cargas resistivas y piezoeléctricas, obtenidos a partir de un modelo bastante más detallado para la electrónica de excitación acoplado con una modificación del circuito de Mason-Redwood, que permite su implementación Spice con el uso directo de un transformador convencional y de la capacidad negativa. Este modelo conjunto para el transmisor completo, que incluye ya algunos elementos no lineales y de tipo parásito en la excitación, se detalla en la referencia/77/, donde se aplica a la simulación de pulsos de excitación en alto voltaje y del pulso de fuerza emitido por un transmisor piezoeléctrico de END.

2.6.2. Implementaciones del modelo KLM.

Este modelo ha sido implementado ampliamente a través de esquemas planteados en el dominio de la frecuencia, /12/, y en particular mediante el formalismo de las matrices de transferencia, /110,101/. Sin embargo, el modelo KLM ha despertado menos interés de cara a su implementación PSpice. Existe un trabajo relativamente reciente /119/ en el que se analizan algunos transductores usando esta variante para la simulación circuital.

2.6.3. Descripción y análisis de la implementación circuital de Leach para la adaptación del modelo de Mason-Redwood.

En esta sección presentaremos un análisis de una de las implementaciones realizadas a partir del modelo de Redwood, la propuesta por Leach /53/, y que será utilizada más adelante en esta memoria para representar al elemento piezo-cerámico básico trabajando en modo “espesor”. Esta variante introduce una técnica elegante mediante la utilización de fuentes controladas para la implementación de dicho modelo.

Siguiendo la metodología usada por Redwood, las funciones representando a las variables en juego se asumen como variables de Laplace de las funciones originales en el tiempo. Esto permite una simplificación considerable de las transformaciones matemáticas sin ninguna pérdida en generalidad. Así pues, las variaciones en el tiempo de las señales serán de la forma $\exp(st)$, donde s es la frecuencia compleja. Cada variable es un fasor, con una amplitud y una fase.

2.6.3.1. Resumen de bases teóricas

El siguiente análisis se apoya en una de las dos analogías establecidas entre las variables eléctricas y las variables mecánicas, concretamente en la analogía de impedancias: la fuerza F

en las caras de la cerámica se considera análoga al voltaje de excitación y la velocidad de vibración en las caras de la cerámica se considera análoga a la corriente I.

La figura 2.7 representa al elemento piezoeléctrico vibrando en modo espesor. Las dimensiones de la lámina piezoeléctrica son L, W y d. Se asume que una onda compresional se propaga en la dirección z (3) y que el campo eléctrico E y la densidad de flujo eléctrico D también están aplicados en esta dirección z. Por otra parte, se adopta el convenio de que las velocidades asociadas a las dos caras se dirigen ambas en el sentido del semieje positivo z.

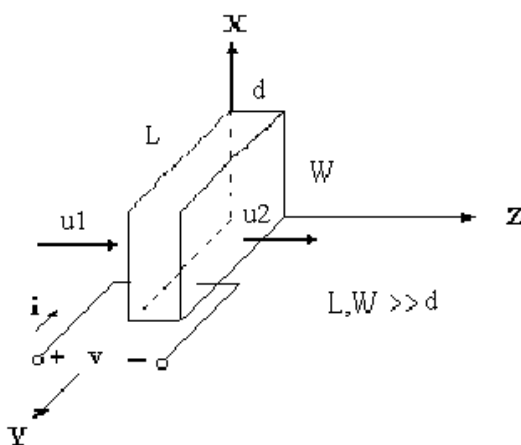


Figura 2.7. Diagrama del elemento piezoeléctrico vibrando en modo “espesor”.

Las ecuaciones que caracterizan el comportamiento de la onda mecánica que se propaga en la lámina piezoeléctrica de la figura 2.7 son las siguientes:

$$\frac{dF}{dz} = -\rho A s u \tag{2.17}$$

$$c S = -\frac{1}{A} F + h D \tag{2.18}$$

$$E = -h S + \frac{1}{\epsilon} D \tag{2.19}$$

La ecuación (2.17) es obtenida a partir de la segunda ley de Newton y las ecuaciones (2.18) y (2.19) son las ecuaciones piezoeléctricas.

En estas últimas ecuaciones:

$S = \frac{d\xi}{dz}$ es la deformación elástica unitaria en la dirección de z, (S_3).

ξ y u son el desplazamiento y la velocidad de partícula;

F es la fuerza en las caras cerámicas (dirección z), y ρ es la densidad del material.

$A = Lw$ es el área de la sección transversal que es perpendicular al eje z

c es la constante elástica del material para $D = 0$, (c_{33}^D).

h es la constante piezoeléctrica en la dirección de z, (h_{33})

ϵ es la permitividad dieléctrica absoluta bajo deformación mecánica nula (ϵ_{33}^S).

D es la densidad de flujo eléctrico

s es la frecuencia compleja (rad/s)

Plantaremos algunos cambios en estas ecuaciones para que puedan ser implementadas en un modelo circuital susceptible de ser expresado en un formato SPICE.

Por una parte, teniendo en cuenta la ley de Gauss/17/, se cumple que:

$$D = \frac{i}{sA} \quad (2.20)$$

donde, i es la corriente de entrada a través de los electrodos

Tras una serie de modificaciones y pasos algebraicos /53,89/ las ecuaciones (2.17) y (2.18) pueden ser escritas como:

$$\frac{d}{dz} \left[F - \frac{hi}{s} \right] = -\rho A s u \quad (2.21)$$

$$\frac{du}{dz} = -\frac{s}{Ac} \left[F - \frac{hi}{s} \right] \quad (2.22)$$

Por su parte la ecuación (2.19), vinculada al comportamiento eléctrico del transductor, puede ser presentada de una manera más conveniente teniendo en cuenta (2.20).

$$E = -h \frac{1}{s} \left(\frac{du}{dz} \right) + \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{i}{sA} \right) \quad (2.23)$$

Se puede obtener el voltaje en los electrodos del transductor mediante la integración de E entre los límites $z = 0$ y $z = d$:

$$\int_0^d Edz = -\frac{h}{s} \int_0^d \frac{du}{dz} dz + \frac{1}{\epsilon} \int_0^d \left(\frac{i}{sA} \right) dz$$

$$v = \frac{h}{s} [u(0) - u(d)] + \frac{1}{\epsilon} \frac{id}{sA} = \frac{h}{s} [u_1 - u_2] + \frac{i}{s} \left[\frac{d}{\epsilon A} \right] = \frac{h}{s} [u_1 - u_2] + \frac{i}{sC_0^s} \quad (2.24)$$

donde

$u_1 = u(0)$, $u_2 = u(d)$, y C_0^s es la capacidad entre los electrodos (intrínseca o “clamped”).

Teniendo en cuenta las ecuaciones del telegrafista /17/ para el voltaje V y la corriente I sobre una línea de transmisión eléctrica “sin pérdidas”, se puede plantear una analogía entre las ecuaciones de la lámina piezoeléctrica y las ecuaciones de la línea de transmisión.

Las mencionadas ecuaciones adoptan la forma siguiente:

$$\frac{dV}{dz} = -LsI \quad (2.25)$$

$$\frac{dI}{dz} = -CsV \quad (2.26)$$

donde, L es la inductancia por unidad de longitud de la línea y C es la capacidad por unidad de longitud.

Haciendo una comparación de estas ecuaciones con (2.21) y (2.22), se deduce que estas últimas adoptan la forma de las ecuaciones del telegrafista para una línea de transmisión sin pérdidas, en la cual el voltaje V es análogo a la magnitud $\left[F - \frac{h}{s} i \right]$, y la corriente I es análoga a u .

Hasta aquí hemos presentado una analogía que permite vincular las ecuaciones que caracterizan el comportamiento de la onda en una lámina piezoeléctrica con las ecuaciones de voltaje y corriente en una línea de transmisión eléctrica.

2.6.3.2. Obtención de un circuito equivalente análogo a un transductor en modo “espesor”

Basándonos en las relaciones anteriormente establecidas, deduciremos un circuito análogo para el transductor en modo espesor, a través de la analogía electro-mecánica del tipo impedancia.

Consideremos pues una línea de transmisión sin pérdidas en la cual el voltaje V sea análogo a la magnitud $\left[F - \frac{h}{s} i \right]$ y la corriente I sea análoga a la velocidad u . Tendría entonces una inductancia serie por unidad de longitud igual a:

$$L = \rho A \quad (2.27)$$

y una capacidad en paralelo por unidad de longitud:

$$C = \frac{1}{(Ac)} \quad (2.28)$$

La velocidad de fase sobre la línea sería:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{[LC]}} = \sqrt{\frac{c}{\rho}} \quad (2.29)$$

y la impedancia característica:

$$Z_C = \sqrt{\frac{L}{C}} = A\sqrt{\rho c} = \rho A v_p \tag{2.30}$$

Teniendo en cuenta lo anterior, es posible entonces representar un circuito análogo para el transductor en “modo espesor” por las ecuaciones (2.21), (2.22) y (2.24) tal y como aparece en la figura 2.8.

Este circuito equivalente, a diferencia de otros modelos circuitales, no contiene transformador ni capacidad negativa.

El circuito consta de dos partes, un circuito análogo eléctrico y un circuito análogo mecánico. El acople entre los circuitos es modelado mediante dos fuentes controladas. La fuente controlada en la parte mecánica genera el voltaje nominal

$$V = \frac{hi}{s} \tag{2.31}$$

Este voltaje es común a los dos “puertos” de la línea de transmisión.

Como ($i / s = q$), donde q es la carga en los electrodos del transductor, esta fuente de voltaje está controlada por la carga sobre los electrodos.

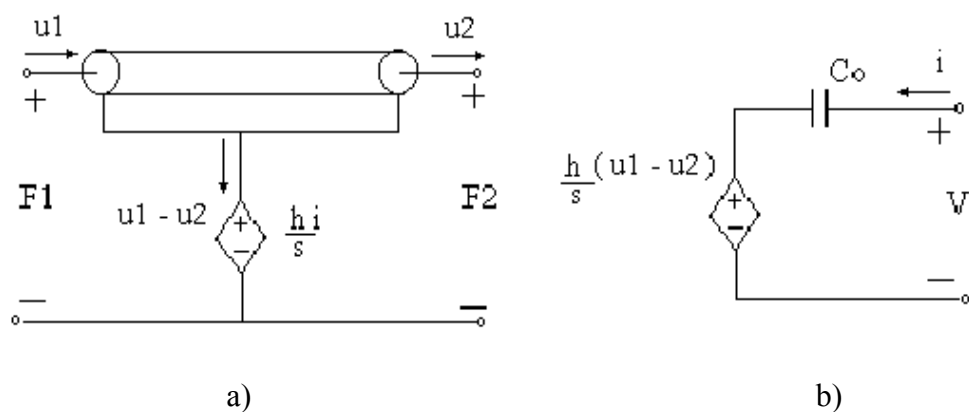


Figura 2.8 Circuito análogo de Leach para un elemento piezoeléctrico vibrando en modo “espesor”. a) parte mecánica. b) parte eléctrica

- Por su parte, la fuente controlada en la parte eléctrica del circuito genera un voltaje:

$$\frac{h[u_1 - u_2]}{s} \quad (2.32)$$

que se puede transformar en la expresión:

$$h[\xi_1 - \xi_2] \quad (2.33)$$

Por tanto, esta fuente de voltaje está controlada por la diferencia entre los desplazamientos de la partícula en las dos caras del transductor.

Es posible también obtener una representación circuital del transductor en “modo espesor” usando la analogía mecánica de movilidad. Esta representación alternativa no será utilizada posteriormente en esta memoria por lo cual no la desarrollaremos aquí. Una descripción detallada de la misma puede ser encontrada en /53,89/.

2.6.3.3. Representación en SPICE del circuito equivalente de Leach

En este epígrafe mostraremos, a partir de los desarrollos anteriores, diferentes representaciones, implementadas con el simulador eléctrico SPICE, del circuito equivalente de la Figura 2.8 para un transductor piezoeléctrico, al que se le supone vibrando en “modo espesor” y sin considerar posibles pérdidas internas en la cerámica.

El término $\frac{1}{s}$ en la fuente controlada de la parte eléctrica del circuito anterior puede ser eliminado haciendo un circuito equivalente Norton de la fuente de voltaje serie y un condensador. Dicho circuito equivalente Norton consta (para 2.32) de una fuente de corriente de valor:

$$i = hC_0(u_1 - u_2) \quad (2.34)$$

en paralelo con el condensador C_0 .

El circuito de la Figura 2.9 representa al transductor vibrando en modo espesor siguiendo la analogía de impedancia. En este modelo se utiliza la función de Laplace de PSpice. En dicho esquema, T1 representa una línea de transmisión sin pérdidas y las interfaces B, F y E representan respectivamente los puertos mecánicos trasero y frontal y el eléctrico del transductor. C_0 es la capacidad intrínseca o interelectrónica (“clamped”) del transductor (C_0^S). V1 y V2 representan a fuentes de voltaje independientes con valor cero y que son utilizadas como amperímetros en el circuito. Los elementos en forma de rombos, E1 y F1, representan a fuentes controladas. El elemento E1, simboliza una fuente de voltaje controlada y F1 simboliza una fuente de corriente controlada. Las corrientes de las fuentes independientes V1 y V2 controlan a las fuentes E1 y F1. La fuente controlada de voltaje tiene el valor

$$E1 = \frac{h}{s} I(V_2) \quad (2.35)$$

donde s es el operador de Laplace. La fuente controlada de corriente F1 tiene el valor

$$F1 = hC_0 I(V_1) \quad (2.36)$$

siendo $I(V_1)$ la corriente a través de V1. La fuente de corriente F1 junto con el condensador C_0 constituyen un equivalente Norton que sustituye a la fuente de voltaje controlada del circuito de la figura 2.8, realizando de esta manera la operación de integración asociada al término $1/s$.

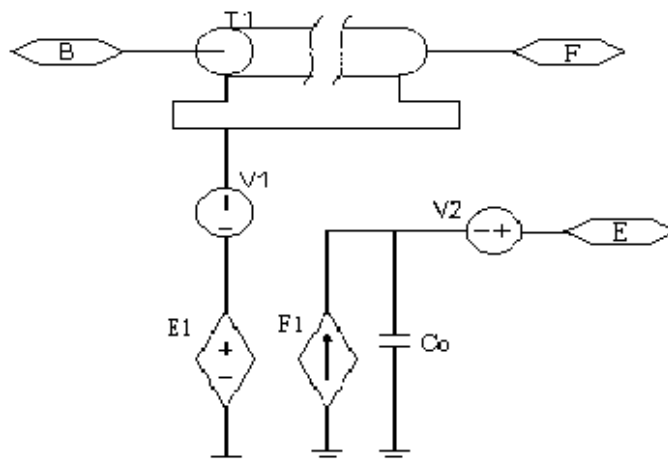


Figura 2.9 Diagrama PSpice del transductor piezoeléctrico en modo “espesor” utilizando la función de Laplace.

Como sucede que algunas versiones de SPICE no permiten parámetros dependientes de la frecuencia, con ellas no se puede implementar la función de Laplace como es utilizada en el modelo descrito. En esos casos, existe otra posibilidad: utilizar un circuito equivalente alternativo, que permite simular la respuesta del transductor, evitando tener que utilizar dicha función de Laplace. Se muestra este circuito en la figura 2.10.

En el esquema de dicha Figura 2.10, los símbolos T1, C₀, V1, V2 y las interfaces B, F y E tienen las mismas representaciones y significados que los símbolos de igual nombre en la Figura 2.9.

Los elementos en forma de rombos, F1, F2 y E1 que aparecen en la Figura 2.10, representan a fuentes controladas. F1 y F2 simbolizan a fuentes de corriente controladas por las corrientes de las fuentes independientes V1 y V2.

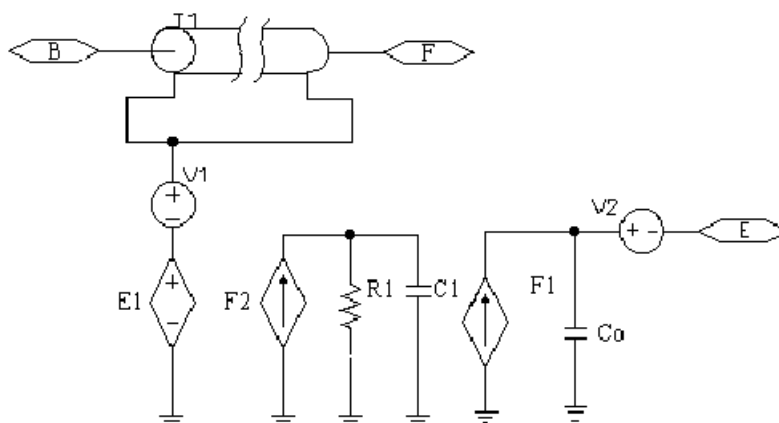


Figura 2.10 Diagrama del transductor piezoeléctrico en modo espesor implementado en SPICE sin utilizar la función de Laplace.

El elemento E1 simboliza a una fuente controlada por el voltaje existente en el condensador C1. El condensador C1 se carga con la corriente que le suministra F2 cuya magnitud esta dada mediante:

$$F2 = hI(V_2) \tag{2.37}$$

donde $I(V_2)$ es la corriente a través de V_2 . Para un valor dado del condensador C1, la fuente E1 es igual a h multiplicada por la integral de la corriente a través de V_2 . La operación de integración realiza la función del término $(1/s)$ en la función de transferencia para E1. La resistencia R1 se incluye para evitar que el nodo de unión con el condensador sea un nodo flotante para SPICE. Esta resistencia se puede escoger lo suficientemente grande, para que sea, a todos los efectos, un circuito abierto. Para un valor escogido de R1, es posible encontrar un valor de C1 tal que,

$$f_o = \frac{1}{(2\pi R1C1)} \tag{2.38}$$

la frecuencia de corte del circuito integrador formado por R1 y C1, tenga un valor mucho más pequeño que el valor de la frecuencia de trabajo del transductor. Con esto se asegura que dicha frecuencia este situada dentro de la banda de paso del integrador.

La fuente F1 tiene la misma magnitud que la fuente F1 en la Figura 2.9 y junto con C_0 constituyen un equivalente Norton que realiza la misma función que la explicada para el circuito representado en la Figura 2.9.

En esta memoria utilizaremos una versión de SPICE (PSpice) que nos ofrece símbolos de fuentes controladas en forma de cuadrupolos. Utilizando esos símbolos, se puede crear la representación del transductor piezoeléctrico en modo espesor /90/ que aparece detallada en la Figura 2.11. Este esquema se corresponde exactamente con el de la Figura 2.10 desde el punto de vista funcional /89/.

A diferencia del circuito de la Figura 2.10, donde las fuentes controladas están representadas por símbolos creados previamente con el editor de símbolos de PSPICE, este nuevo esquema de la Figura 2.11 fue obtenido a partir de un uso directo de la representación de las mismas, mediante los cuadrupolos que ofrecen las bibliotecas de la versión de PSpice utilizada en este trabajo.

Los esquemas de las figuras 2.9 y 2.11, haciéndoles las adaptaciones correspondientes a los puertos mecánicos y eléctricos, posibilitan simular características importantes del transductor. Entre estas características, por citar solo dos, se encuentran el acople acústico y el acople eléctrico del transductor. Por ejemplo, el acople acústico puede ser logrado colocando una línea de transmisión con la adecuada impedancia característica y el adecuado tiempo de retardo. El acople eléctrico se puede realizar insertando una red de adaptación eléctrica directamente en el diagrama del circuito.

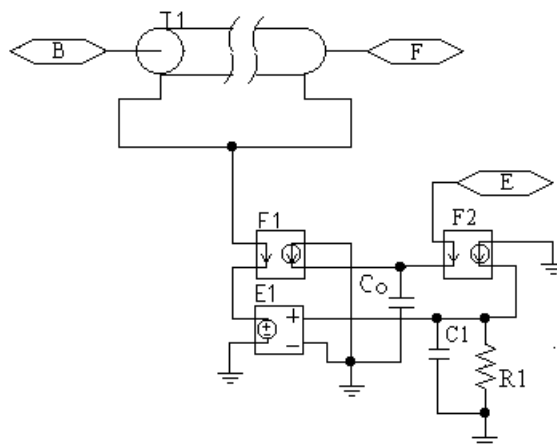


Figura 2.11 Diagrama del transductor piezoeléctrico utilizando símbolos de fuentes controladas en forma de cuadrupolos.

Las implementaciones en SPICE de los circuitos equivalentes que utilizan fuentes controladas para los transductores electroacústicos, no solo permiten escoger el uso de una analogía determinada, ya sea de impedancia o de movilidad, sino que también con ellas puede evitarse el uso de una capacidad negativa dentro del circuito.

El modelo básico de Leach con fuentes controladas, utilizado en nuestra exposición previa, es también aplicable para los circuitos equivalentes de las barras piezocerámicas vibrando en el modo longitudinal con campo eléctrico perpendicular a la dirección del movimiento. (“side-electrode bar transducer”). Debido a que en este trabajo, orientado a aplicaciones de visualización ultrasónica, solo son de nuestro interés las piezo-cerámicas vibrando en modo “espesor”, hemos mostrado únicamente el análisis del modelo para ese modo de vibración.

2.6.3.4. Consideración de las pérdidas en la cerámica. Planteamiento aproximado

Las pérdidas en materiales piezoeléctricos pueden tener orígenes diferentes: dieléctrico, mecánico y piezoeléctrico. En el contexto de modelización circuital y planteamiento directo en dominio del tiempo, considerado en esta tesis, las pérdidas mecánicas pueden ser modeladas mediante la modificación de la parte mecánica del circuito equivalente (la línea de

transmisión), y las pérdidas dieléctricas pueden ser modeladas mediante la modificación de la parte eléctrica de dicho circuito equivalente.

En cuanto a las pérdidas piezoeléctricas, su origen suele asociarse con procesos disipativos y de relajación vinculados a fenómenos físicos presentes en el material piezoeléctrico y cuya explicación detallada puede ser encontrada en /41/. En cualquier caso, suelen ser despreciables frente a otros tipos de pérdidas en este contexto específico relativo a aplicaciones de banda ancha.

En los escasos planteamientos propuestos para la modelización de las pérdidas mecánicas y dieléctricas en el dominio de la frecuencia, éstas suelen ser introducidas mediante constantes elásticas de rigidez (c_{33}^D) y constantes dieléctricas (ϵ_{33}^S) complejas /41/, añadiendo en ellas como parte imaginaria las tangentes de pérdidas respectivas. De esa forma, se puede tener en cuenta la influencia de dichas pérdidas, modificando las ecuaciones 2.1, 2.2 y en definitiva la expresión matricial 2.8, a partir de la cual se pueden inferir finalmente sus efectos sobre la impedancia de entrada /92/ y otras funciones de interés.

En lo que se refiere a los modelos circuitales para la simulación directa en el dominio del tiempo, vía abordada en esta memoria, puede considerarse el efecto de las pérdidas en el elemento piezoeléctrico mediante la introducción de modificaciones sencillas en los elementos del circuito equivalente (como detallaremos más adelante), por ejemplo considerando una resistencia en paralelo con los terminales eléctricos del transductor para el caso de las pérdidas dieléctricas.

Como para las aplicaciones en estudio en esta memoria, que se refieren a supuestos de visualización ultrasónica, es una práctica habitual usar un considerable amortiguamiento eléctrico para favorecer el aumento de la banda de trabajo, las pérdidas dieléctricas pueden ser despreciadas, en términos comparativos, para nuestro caso.

En lo que respecta a las pérdidas mecánicas, hasta este momento de la exposición, no se ha considerado aún, en los modelos analizados, que las cerámicas piezoeléctricas presentasen este tipo pérdidas. Por ello, los circuitos equivalentes hasta ahora descritos solo incluían líneas de transmisión sin pérdidas.

En los diagramas circuitales equivalentes implementados en PSPICE y considerados en este capítulo, la línea de transmisión sin pérdidas es caracterizada mediante dos parámetros: la impedancia característica Z_C y el tiempo de retardo de la señal en la línea. Así, por ejemplo, los esquemas previos mostrados, en las figuras 2.9, 2.10 y 2.11 no contemplan la influencia de las pérdidas internas en el elemento piezoeléctrico, ya que la línea de transmisión considerada hasta ahora es de tipo ideal sin pérdidas.

Existen algunas vías para introducir el efecto de las pérdidas en estos esquemas circuitales. Pütmer et al. /72/ propusieron en 1997 una forma aproximada de tenerlas en cuenta mediante la introducción de determinadas pérdidas eléctricas en la línea de transmisión del modelo de Leach.

Antes de presentar esta extensión al modelo de Leach, vamos a describir muy brevemente algunas bases teóricas relativas a las líneas de transmisión eléctricas con pérdidas, necesarias para la interpretación de las analogías electo-mecánicas que serán planteadas más adelante.

2.6.3.4.1. Fundamentos acerca de las líneas eléctricas de transmisión con pérdidas. Aproximación para pérdidas bajas y alta frecuencia.

Las líneas eléctricas de transmisión con pérdidas /17/ pueden ser modeladas, como una cascada de secciones concentradas de redes compuestas por los elementos L' , R' , C' , G' , considerados por unidad de longitud dl (Figura 2.12).

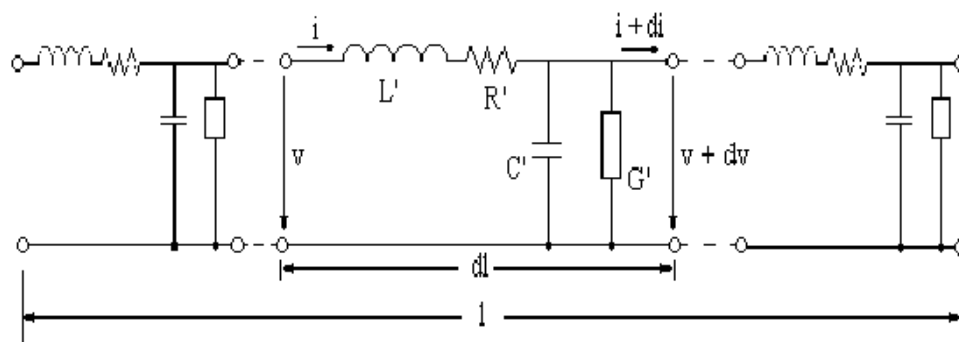


Figura 2.12 Elementos concentrados de la línea de transmisión con pérdidas

A partir de las ecuaciones diferenciales básicas de la línea de transmisión para tensión y corriente, se deduce fácilmente la ecuación de ondas representativa de la misma:

$$[d^2 V(l) / d l^2] - \Gamma^2 V(l) = 0 \tag{2.39}$$

donde: Γ es la constante de propagación

$$\Gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + jL'\omega)(G' + jC'\omega)} \tag{2.40}$$

La parte real de Γ es el coeficiente de atenuación α de la línea de transmisión y se puede expresar en nepers o en decibelios por unidad de longitud. La parte imaginaria β es la constante de desfase de la línea y se expresa en radianes por unidad de longitud. Se relaciona con la velocidad de fase v_p como:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \tag{2.41}$$

La solución de la ecuación de ondas 2.39 es de la forma:

$$V(l) = K_1 e^{-\Gamma l} + K_2 e^{\Gamma l} \tag{2.42}$$

donde K_1 y K_2 son las constantes de amplitud de dos ondas propagándose en sentidos contrarios dentro de la línea, con una constante de atenuación α en función de la distancia recorrida l .

Por otra parte, la impedancia compleja característica Z_C de la línea depende de R' , L' , C' y G' , según la siguiente expresión:

$$Z_C = \sqrt{\frac{R' + jL'\omega}{G' + jC'\omega}} \quad (2.43)$$

Bajo la hipótesis de “pérdidas bajas”, y en condiciones de “alta frecuencia”,

$$G' = 0 \quad ; \quad R' \ll L'\omega \quad (2.44)$$

se obtienen, a partir de las expresiones (2.40) y (2.43), las siguientes aproximaciones para la impedancia característica, el coeficiente de atenuación y la velocidad de fase:

$$Z_C \approx \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.45)$$

$$\alpha \approx \frac{R'}{2} \sqrt{\frac{C'}{L'}} \quad (\text{expresado en nepers por unidad de longitud}) \quad (2.46)$$

$$v_p \approx \frac{1}{\sqrt{L'C'}} \quad (2.47)$$

2.6.3.5. Análisis de la extensión de Puttmer et al. al modelo de Leach.

En la referencia /72/ (Pütmer et al.) se propone utilizar una línea de transmisión con cierto tipo de pérdidas eléctricas para representar las pérdidas mecánicas del material piezoeléctrico, siguiendo el siguiente razonamiento para concretar ese propósito:

A partir de las expresiones 2.46 y 2.47, se puede obtener

$$\alpha \approx \frac{\omega}{2v_p} \frac{R'}{L'\omega} = \frac{\omega\delta}{2v_p} \quad (2.48)$$

donde δ es el factor de pérdidas mecánicas o tangente de pérdidas, una magnitud que nos da una medida cuantitativa de las pérdidas mecánicas dentro del material piezo-cerámico. Está relacionado con el factor de calidad mecánico del material, de la forma:

$$\delta = \frac{1}{Q} \quad (2.49)$$

Si bien existen diferencias entre la solución exacta y la aproximación de alta frecuencia adoptada en el epígrafe anterior (2.44), estas diferencias solo serían apreciables según estos autores para valores del Q de la cerámica menores que 15.

Para ligar 2.48 con la determinación de R' en /72/, los autores comentan:

En el caso ideal de no existir pérdidas, R' se haría cero. En la realidad, y debido a que los materiales piezoeléctricos son materiales sólidos, argumentan: para sólidos sin dispersión (sin “scattering”), Q se asume constante y por eso es que α se incrementa en proporción lineal con la frecuencia angular ω . En tal caso, se concluye, R' se tiene que incrementar también con ω .

$$R' = R * \omega \quad (2.50)$$

Las ecuaciones (2.45) y (2.47) y (2.48) permiten determinar los valores equivalentes para las líneas de transmisión a partir de los parámetros del material que se encuentran publicados en tablas. Así, reordenando las ecuaciones (2.45), (2.47) a (2.50) es posible obtener los parámetros de la línea de transmisión a partir de dichos parámetros

$$L' = \frac{Z_C}{v_p} \quad (2.51)$$

$$C' = \frac{1}{(v_p Z_C)} \quad (2.52)$$

$$R^* = \frac{L'}{Q} \quad (2.53)$$

$$G' = 0 \quad (2.54)$$

Donde $Z_C = \rho v_p A$ siendo ρ y v_p la densidad y la velocidad de la onda ultrasónica en el material del transductor.

Debido a que algunos simuladores de SPICE no permiten parámetros dependientes de la frecuencia en la línea de transmisión y no poseen función de Laplace incorporada, es preciso utilizar en esos casos una variante que permita hacer una implementación alternativa. En ese caso, R' no podría depender de la frecuencia, y α resultaría una constante. Esta aproximación supondría el cálculo de R' a partir de la frecuencia de resonancia del transductor como:

$$R' = \frac{L' \omega_0}{Q} \quad (2.55)$$

En resumen, dependiendo del tipo de programa Spice disponible, esta extensión de Puttmer considerará para las pérdidas mecánicas, bien un factor de atenuación proporcional a la frecuencia o bien un factor de atenuación constante.

En cuanto a las pérdidas dieléctricas, pueden ser contempladas en el caso de que fuesen comparativamente relevantes, mediante una constante dieléctrica imaginaria para la capacidad C_0 /41/. Este comportamiento puede ser modelado en el circuito equivalente de forma aproximada, usando una resistencia en paralelo con C_0 . El factor de pérdidas dieléctricas resultante será por tanto:

$$\delta_{\epsilon} = \frac{1}{RC\omega} \quad (2.56)$$

Como los simuladores con SPICE permiten solo valores constantes para R y C , el factor δ_{ϵ} puede ser calculado solo para un rango de frecuencias muy estrecho, con la aproximación de usar la frecuencia central de este rango. Cuando interesa simular el comportamiento en un rango de frecuencias ancho, o si las pérdidas dieléctricas en el material son significativas, esta aproximación conduciría a errores, por ejemplo en el caso de polímeros piezoeléctricos como el PVDF (factor de pérdidas dieléctricas 0.25).

2.6.3.5.1. Algunas aplicaciones en simulación del planteamiento Leach-Puttmer

El planteamiento resultante de los trabajos de Leach y Puttmer ha sido utilizado en algunos trabajos posteriores, por ejemplo en las referencias /13, 58,91,114/.

En /58/ se acoplan los resultados de la simulación Spice de un transductor básico y sus capas de adaptación, (implementando el circuito Redwood de forma similar a las antes descritas e incluyendo las pérdidas como en /72/), con el cálculo clásico del campo ultrasónico basado en la respuesta impulsiva de difracción. Se muestra su aplicación para simular la intensidad y presión del campo ultrasónico de dos transductores focalizados.

En /13/ se aplica la aproximación usada por Püttmer, para las pérdidas en la cerámica, al estudio de la dependencia con la frecuencia y la temperatura de la propagación ultrasónica en algunos medios líquidos y en polímeros. No se obtiene en general una buena concordancia teórico-experimental en este trabajo.

En /114/ se aplica la implementación de Leach a la simulación de la función de transferencia en emisión de un transductor de diatermia para varios espesores en su capa de adaptación, bajo una excitación convencional en régimen estacionario y teniendo en cuenta su

resistencia de salida. No se introducen pérdidas en la cerámica por considerarlas despreciables, aunque no se incluye una comparación con experimentos en ese sentido.

2.6.4. Consideración de las pérdidas en el elemento piezoeléctrico para los modelos y simulaciones planteados en los próximos capítulos.

En el material piezo-cerámico, vamos a considerar solo las pérdidas mecánicas, las cuales pueden ser introducidas en el esquema de la Figura 2.9 propuesto por Leach /53/ o en él que propusimos en la Figura 2.11, que es una derivación del planteamiento de Leach. Ello lo llevaremos a cabo a través de los parámetros de la línea de transmisión con pérdidas que ofrece PSpice.

En cuanto a las pérdidas dieléctricas, debe ser destacado que en la mayoría de los materiales piezo-cerámicos (δ_ϵ en un rango de 0.002-0.02), y en particular en los utilizados en este trabajo, no son significativas. Por consiguiente, no serán tenidas en cuenta en nuestros planteamientos para banda ancha , dada su escasa influencia.

Utilizaremos dos aproximaciones para la determinación de la resistencia de pérdidas, ambas teniendo en cuenta una dependencia frecuencial. Una de ellas será la considerada en la referencia /72/, es decir con dependencia lineal en ω . La segunda vía, que será propuesta en el capítulo 8, considerará una dependencia de tipo cuadrático con la frecuencia, ya que además hemos comprobado, en las contrastaciones de laboratorio, que esta opción se ajusta mejor con las observaciones experimentales.

CAPITULO 3

EXCITADORES ULTRASÓNICOS IMPULSIONALES

MÁS USUALES EN APLICACIONES

DE VISUALIZACIÓN ULTRASÓNICA.

PROBLEMÁTICA ASOCIADA A SU MODELIZACIÓN

CAPÍTULO 3

EXCITADORES ULTRASÓNICOS IMPULSIONALES MÁS USUALES EN APLICACIONES DE VISUALIZACIÓN ULTRASÓNICA. PROBLEMÁTICA ASOCIADA A SU MODELIZACIÓN

3.1. Contenido del capítulo.

En este capítulo se van a describir aspectos específicos sobre la estructura y el funcionamiento de los excitadores ultrasónicos impulsionales más usuales en aplicaciones de visualización ultrasónica. En particular, se detallan los usos, limitaciones, y algunos esquemas eléctricos, relativos a los sistemas de excitación impulsional más relevantes propuestos en la bibliografía.

También se analizan, más en detalle, las características del esquema de generación de impulsos, de alta tensión y breve tiempo de conmutación, que ha sido utilizado como sistema de excitación en la mayoría de las configuraciones ultrasónicas correspondientes a las simulaciones presentadas en esta memoria.

Basado en ese esquema, se realizó en nuestro laboratorio un generador específico (como apoyo a las simulaciones abordadas) de tipo re-configurable, con la finalidad de poder alimentar eficientemente en alta tensión una amplia variedad de transductores de banda ancha, y de plantear configuraciones paramétricas de excitación diversas.

También se analizan criterios para la adaptación eléctrica eficaz de los transductores de banda ancha. Se estudian las situaciones que se presentan en visualización ultrasónica y se comentan algunas soluciones.

Finalmente se reseñan y comentan brevemente algunas aproximaciones, tanto de tipo circuital como basadas en expresiones analíticas, que han sido propuestas en las publicaciones especializadas para la modelización y simulación numérica de este tipo de etapas de excitación en régimen pulsado.

3.2. Principales requerimientos de la excitación en visualización ultrasónica.

En la obtención de imágenes ultrasónicas de estructuras internas en medicina y en aplicaciones industriales, el factor que incide más directamente en la precisión de la información obtenida es la resolución ecográfica a lo largo de todas las profundidades de exploración. Dicha resolución puede optimizarse a través de diseños específicos tanto de los dispositivos de transducción en banda ancha como de los sistemas electrónicos necesarios para la generación de los impulsos de frecuencia y voltaje altos utilizados para su excitación. Ello propicia la consecución de impulsos acústicos de muy corta duración y con la intensidad suficiente para obtener un margen dinámico adecuado en las señales ecográficas resultantes. En la mayoría de las aplicaciones prácticas de visualización ultrasónica se necesitan excitaciones mediante impulsos eléctricos que deben alcanzar unas amplitudes de pico de varias decenas de voltios y unos tiempos de transición, en su primer flanco, inferiores a 25 nanosegundos.

3.3. Excitación eléctrica pulsada de transductores y arrays ultrasónicos en el rango de alta frecuencia.

3.3.1. Aspectos generales.

En diagnóstico médico y también en aplicaciones de ensayo no destructivo de materiales, la consecución de una alta resolución ecográfica en profundidad depende de la longitud espacial (a lo largo del eje de propagación) de los impulsos ultrasónicos emitidos por el transductor como respuesta a una excitación eléctrica breve. Dada una señal eléctrica de excitación suficientemente breve, la citada longitud puede reducirse a través de dos vías: el aumento de la frecuencia ultrasónica y el uso de transductores con una función de transferencia de ancho de banda lo más grande posible. La primera opción está limitada por la máxima profundidad que se necesite explorar asegurando un margen dinámico aceptable para los ecos recibidos. Por tanto, las mejoras de resolución adicionales deberán conseguirse mediante la segunda opción planteada: es decir, incrementando el ancho de banda de los transductores a través del amortiguamiento trasero del elemento vibrante y de una buena adaptación a la impedancia acústica del medio en el que se radia.

Este aumento de la anchura de banda es inherente a una disminución notable en la eficiencia electroacústica del proceso de transducción, por lo que la excitación eléctrica debería realizarse en ese caso con señales de amplitud muy superior a la que suele ser utilizada en condiciones de banda estrecha.

Por otra parte, en la exploración de algunas estructuras se presentan medios de propagación con altas atenuaciones acústicas, motivo por el que debe recurrirse en muchas ocasiones al uso de señales de excitación de corta duración (menor que un ciclo de la frecuencia de trabajo) y con

unas tensiones eléctricas de pico relativamente altas (varias centenas de voltios), sobre cargas de tan solo unas decenas de ohmios, e incluso menores, y con una fuerte componente capacitiva. Estas cargas corresponden generalmente a cerámicas piezoeléctricas de diámetro moderadamente grande en el margen de frecuencias comprendido entre 0,5 y 2,5 MHz.

La generación de trenes senoidales muy breves para excitación a frecuencias de megahercios, con tensiones de pico superiores a 50 voltios, y con una impedancia de salida adecuadamente baja (para reducir distorsiones de señal ante cargas piezoeléctricas) no puede ser resuelta con generadores convencionales. Por este motivo se suelen usar pulsos de señal no senoidal para la excitación:

- funciones de tipo “escalón” o “rampa” de alta tensión
- funciones impulsionales de corriente aproximando en lo posible una delta de Dirac.

Este tipo de excitación presenta algunas ventajas:

- Los circuitos asociados son en general de menor coste que en el caso senoidal.
- Resulta posible obtener impulsos estrechos con amplitudes de varios centenares de voltios, e intensidades instantáneas de decenas de amperios.
- La excitación presenta una banda suficientemente ancha, como se precisa normalmente para este tipo de aplicaciones.

Este empleo de tensiones de excitación elevadas está especialmente indicado en los arrays ultrasónicos de alta frecuencia usados en la obtención de imagen con alta resolución lateral del interior de estructuras muy atenuantes. Ello es debido al fuerte aumento de atenuación con la frecuencia en las señales transmitidas a través del medio, y también a los altos valores de impedancia eléctrica de entrada en los transductores componentes de los arrays /75/. Por este

motivo, en la excitación de estos arrays ultrasónicos usado en aplicaciones de imagen se aplican impulsos eléctricos de hasta 400-500 Voltios.

3.3.2. Principales técnicas electrónicas utilizadas para la excitación impulsional de transductores de visualización ultrasónica. Estructura y funcionamiento.

Existen diversas formas de conseguir impulsos de alta tensión con tiempos de transición breves. A continuación describimos algunos de estos circuitos y analizamos sus limitaciones.

Uno de los circuitos más usuales es el de la Figura 3.1. Está basado en la descarga rápida de un condensador C a través de un tiristor T_h y una resistencia de amortiguamiento R_D , cuando el tiristor recibe un impulso de disparo en su terminal de puerta G .

La frecuencia de repetición de estos disparos es bastante variable con cada aplicación; suele oscilar entre 0,5 y 5 KHz.

A medida que aumenta el tiempo de conmutación del tiristor al estado “on”, disminuye la amplitud del impulso generado y aumenta la duración de su flanco de bajada.

Este esquema presenta algunos inconvenientes prácticos a medida que los transductores utilizados aumentan en frecuencia. El principal es la no disponibilidad de tiristores para tensiones elevadas que sean capaces de conmutar intensidades altas en tiempos inferiores a 100 nanosegundos. Además, las tolerancias temporales en sus conmutaciones y el elevado tiempo de paso al corte producen transitorios que distorsionan las señales de eco.

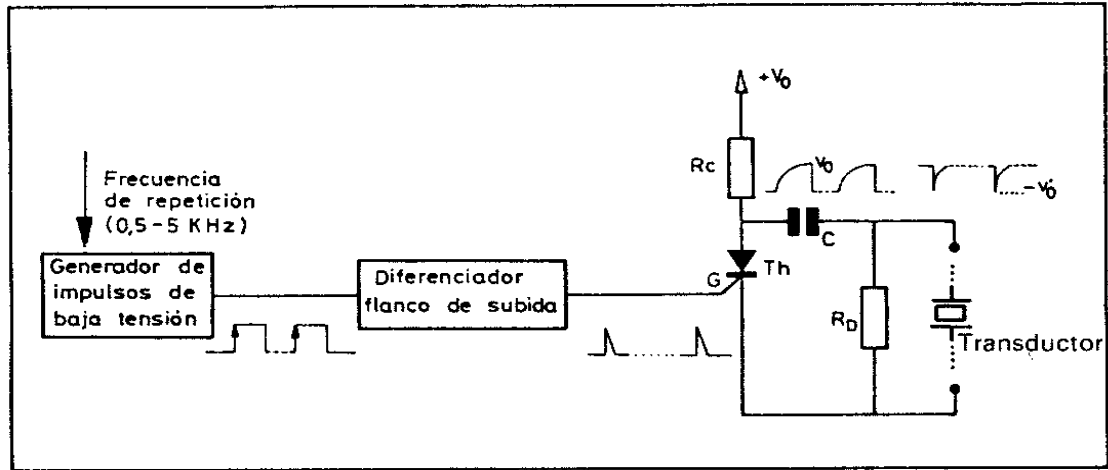


Figura 3.1. Esquema convencional basado en tiristor para la excitación impulsional de transductores de visualización.

La aparición de los transistores MOSFET de potencia (VMOS o HEXFET), capaces de conmutar corrientes de pico de decenas de amperios en tiempos inferiores a 30 ns y soportando en corte tensiones de hasta 600 y 700 V, permitió la obtención de impulsos breves de alta tensión sin recurrir a los tiristores. Esto permitió mejorar notablemente muchas de las limitaciones antes señaladas.

La figura 3.2 representa muy esquemáticamente un circuito que utiliza este tipo de transistores para la conmutación de alta velocidad necesaria en la generación de impulsos de alta tensión con tiempos de transición inferiores a 100 ns.

El funcionamiento es análogo al del circuito de la figura 3.1. Para que la corriente de carga del condensador C a través de Rc no circule por el transductor conectado en paralelo con R_D (lo que induciría señales transitorias perjudiciales en las señales de eco), el circuito puede mejorarse mediante la inclusión de los diodos D_1 y D_2 .

En las referencias /67/ y /63/ se analizan circuitos que utilizan las configuraciones de las figuras 3.1 y 3.2. El circuito descrito en /67/ produce impulsos con flancos de bajada comprendidos entre 150 y 250 ns, excesivamente largos para excitar transductores con

frecuencias de trabajo superiores a 1,5 MHz. Con el circuito propuesto en /63/ se pueden generar impulsos de unos 240 V (con $R_D = 300 \text{ Ohm}$) y tiempos de bajada en torno a 100 ns; el contenido en frecuencias altas de este impulso puede ser aceptable para la excitación de transductores de hasta 3 MHz.

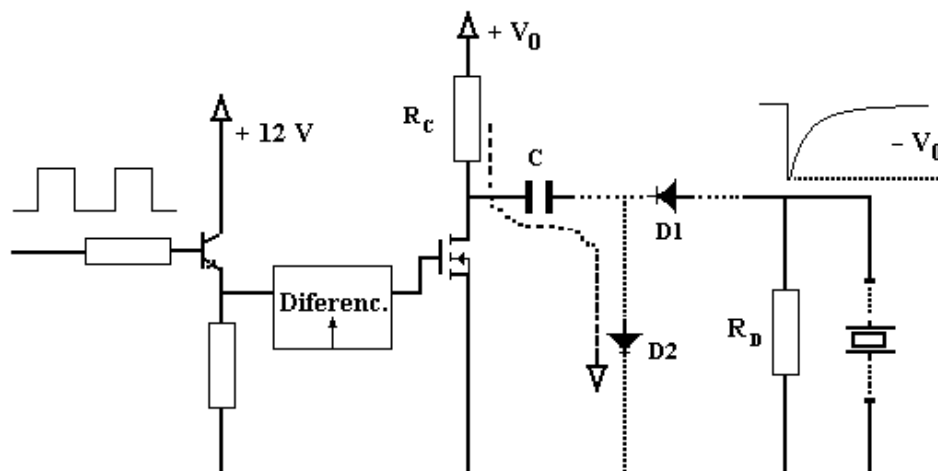


Figura 3.2 Esquema básico de los excitadores impulsionales basados en un transistor MOSFET de potencia.

Posteriormente a la publicación de estos circuitos que acabamos de analizar, se han propuestos diversos sistemas excitadores alternativos. Uno de ellos /75-76/, que es el que corresponde a los circuitos de excitación que hemos utilizado para las numerosas simulaciones de sistemas ultrasónicos abordadas en esta memoria, incluye diversas mejoras que aseguran su aplicación eficiente en la excitación de los transmisores usados en los sistemas de generación de imagen. Será descrito en detalle en el apartado 3.3.

Entre los otros circuitos propuestos pueden citarse los correspondientes a las referencias /6,61/. En /61/ se propone un circuito basado en dos pasos idénticos, cada uno con un esquema como el de la de la figura 3.1 (pero usando un transistor Mos-Fet), para generar pulsos de alta

tensión y anchura ajustable desde dos entradas de control; en ese artículo, no se muestran las formas de los pulsos de excitación generados.

Las referencias /116/ y /104/ proponen esquemas para generación de pulsos de corriente, con topologías parecidas a la descrita en la figura 3.1, pero utilizando al propio transductor como elemento capacitivo de carga, y usando un Fet en el primer caso y varios transistores de avalancha en el segundo, como elementos de conmutación en alta tensión. Estos procedimientos suponen algunos peligros para la manipulación del transductor y pueden inducir transitorios en los ecos, por lo que no resultan muy apropiados para aplicaciones de visualización, especialmente en diagnóstico médico.

En /43/ se propone un circuito de excitación basado en numerosos transistores CMOS, pero únicamente produce impulsos de baja tensión, lo que resulta insuficiente en la mayoría de las aplicaciones de visualización.

Finalmente, en /6/ se describe un generador de pulsos de hasta 350 voltios nominales, que contiene siete transistores Mos-Fet, pero únicamente se muestra la forma de los pulsos con cargas ideales: resistivas y normalizadas a 50 Ω .

Es importante comprobar la forma del pulso de excitación en condiciones reales, es decir con el excitador cargado en cada caso con el transductor correspondiente, porque la conexión de estas cargas piezoeléctricas, en lugar de una carga nominal resistiva ideal, empeora muy notablemente la situación, en particular cuando la conductancia de entrada en el transductor es muy elevada o cuando el valor de su capacidad interelectródica es alto, lo cual es relativamente frecuente en el tipo de aplicaciones bajo estudio en esta memoria.

Por otra parte, y como norma general, las topologías circuitales que hemos descrito no están preparadas para admitir cargas eléctricas fuertemente inductivas. Este carácter inductivo se presenta habitualmente en las aplicaciones de visualización, a causa de las redes de sintonización usadas para adaptar eléctricamente los transductores piezoeléctricos. Bajo ese supuesto, en la salida de un excitador convencional basado en descargas capacitivas se originarían fenómenos oscilatorios de alta amplitud para los pulsos de excitación, con repercusiones perjudiciales en la resolución axial resultante del sistema ultrasónico de visualización. Este aspecto debe pues ser corregido, para este tipo de aplicaciones, mediante diseños alternativos.

3.4. Generador de pulsos breves de alta tensión para la excitación eficiente de transductores en imagen ultrasónica.

La figura 3.3 presenta el diagrama de bloques de un transmisor ultrasónico de banda ancha, cuyos parámetros pueden ser ajustados por el usuario para cada aplicación concreta, y que está basado en un generador de pulsos de alta tensión y 10 nanosegundos de tiempo de conmutación, capaz de excitar transductores piezoeléctricos con alta eficiencia en aplicaciones de visualización diversas. Fue diseñado en el Laboratorio de Visualización y Detección Ultrasónicas /80/ del Insto. de Acústica (CSIC), con la finalidad de poder alimentar eficientemente en alta tensión (500 voltios) una amplia variedad de transductores de banda ancha en el margen (0,5 - 25 MHz).

Este transmisor dispone de medios para ajustar externamente con facilidad los principales parámetros temporales y de impedancia con vistas a su adaptación óptima a distintos transductores ecográficos. Así, mediante el potenciómetro P_1 se selecciona la frecuencia de

repetición del impulso de disparo, mientras que a través de P_2 puede ajustarse el tiempo durante el cual el elemento de conmutación de alta tensión (transistor MOS-FET T_{mf}) permanece saturado. También se pueden modificar los valores del condensador de descarga y del amortiguamiento eléctrico del pulso de salida a través de los selectores C_i y R_i .

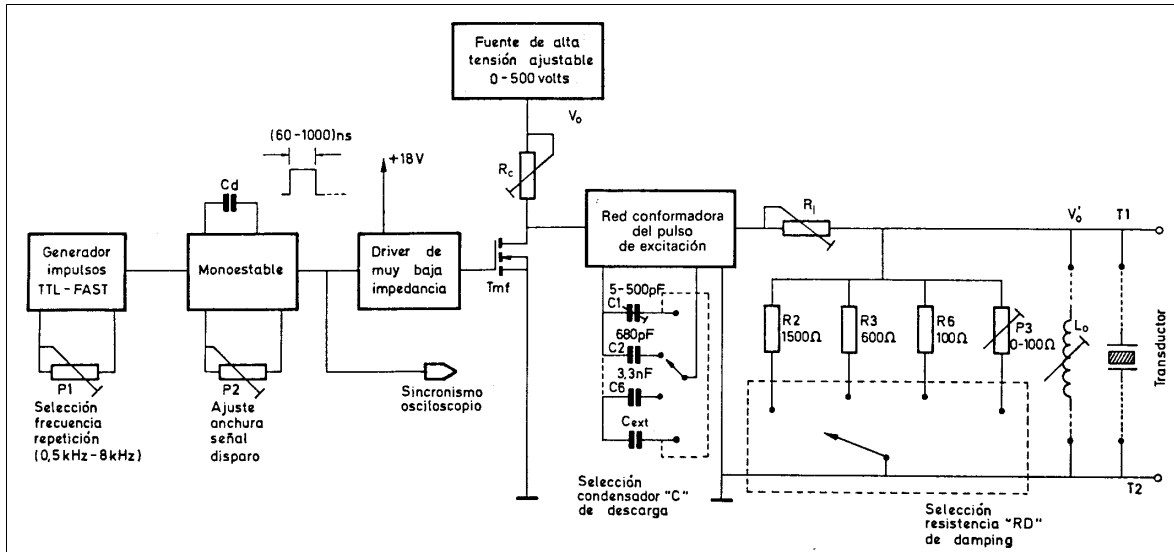


Figura 3.3. Diagrama de bloques de un transmisor de pulsos ultrasónicos de banda ancha, con excitación en alta tensión y parámetros ajustables.

En la Figura 3.4 se detalla la topología de algunos bloques de la Figura 3.3, alrededor del elemento de conmutación de alta tensión. Este amplificador de impulsos fue desarrollado específicamente para la excitación eficiente de transductores de alta frecuencia y en particular de elementos de arrays ecográficos [75]. Produce pulsos, de características más idóneas que los circuitos mencionados en el apartado anterior para la excitación de transductores con una amplia gama de frecuencias nominales (hasta 25 MHz). Es una versión mejorada del esquema de la figura 3.2, ya que incluye modificaciones para la optimización de la conmutación del transistor MOSFET (serie IRF840) y de su correcto acoplamiento al transductor.

depende únicamente del tiempo de corte del transistor Mos-Fet, lo cual representaba en diseños previos una fuente de problemas para conseguir pulsos idénticos de forma repetible /9/.

Debe ser destacado que los diodos D_1 y D_2 previenen la formación de las oscilaciones asociadas al circuito resonante C- L_0 , y que también se producirían en presencia de transductores dotados de sintonización inductiva interna. Estas oscilaciones indeseadas serían muy perjudiciales para la forma de los impulsos ultrasónicos emitidos /81/.

En la etapa más próxima a la salida, que está encargada de conformar el pulso eléctrico de excitación en cada aplicación específica, existen tres puntos de ajuste externo para seleccionar la combinación adecuada entre el condensador de descarga C, la resistencia de amortiguamiento R_D , y la inductancia paralelo L_0 . La figura 3.4 incluye también algunos elementos de protección e interfase con la etapa de recepción, en particular un limitador para los pulsos de excitación (con impedancia de entrada $\gg R_D$) y un paso pre-amplificador para las señales de eco.

3.5. Vías para la modelización de las etapas de excitación y adaptación eléctrica de transductores piezoeléctricos en régimen transitorio.

3.5.1. Análisis de la adaptación eléctrica en los sistemas de visualización ultrasónica.

Abordaremos en este sub-apartado un tratamiento preliminar de los circuitos más comúnmente usados en la adaptación eléctrica de los transductores de banda ancha que forman parte de las configuraciones ultrasónicas utilizadas en aplicaciones de visualización.

Normalmente incluyen circuitos de amortiguamiento eléctrico en paralelo y serie, alguna red de sintonización, y en bastantes ocasiones, como en el esquema descrito en el apartado anterior, una serie de elementos semiconductores en serie y en paralelo.

Los procedimientos clásicos generalmente usados para adaptar eléctricamente generadores y receptores de señales, con características lineales, no proporcionan un acoplamiento óptimo más que para un valor concreto de la frecuencia de trabajo, por lo que no resultan muy aplicables en los sistemas electrónicos reales utilizados para visualización, donde se requiere un régimen de banda ancha. Además, estos sistemas contienen elementos no lineales, como se detalló en el anterior apartado. Estos elementos se encuentran precisamente en estos circuitos de interfase de la etapa de excitación con los transductores piezoeléctricos, lo que complica notablemente el análisis del problema de la adaptación eléctrica en las condiciones de régimen transitorio presentes en este tipo de aplicaciones.

Puesto que, por otra parte, la morfología del pulso excitador (y por tanto, la del pulso emitido) presenta una marcada dependencia con estos circuitos de adaptación, resultaría muy útil el disponer de alguna expresión para analizar (al menos de una forma aproximada) esta dependencia. Existen algunas aproximaciones a este problema /75, 84/ para casos particulares.

Por ejemplo, ello resulta factible para la opción más frecuente en esta etapa electrónica de excitación (la utilizada en las Figuras 3.1, 3.2 y 3.4), la cual consta en forma genérica de un generador de escalón de alto voltaje, que se convierte en la práctica en una rampa descendente (desde V_0 hasta el nivel de masa en un tiempo τ_0), combinado con circuitos de adaptación de impedancias ajustados a los emisores piezoeléctricos concretos.

Para ese caso particular, la función de salida en bornes del equipo electrónico V_{EX} puede ser aproximada desde un punto de vista formal como una convolución temporal:

$$V_{EX}(t) = V_0 [e^{-t/\tau_0} * RI_{CA}(t)] \quad (3.1)$$

En esta expresión, la respuesta impulsiva RI_{CA} de los circuitos de adaptación engloba el efecto de las ramas circuitales serie y paralelo, que en estos excitadores contribuyen a la adaptación de impedancias y a conformar el pulso de salida. De hecho, ambos aspectos aparecen muy interrelacionados en este tipo de esquemas.

Para el supuesto en el que no exista un circuito de sintonización (como el incluido en la figura 3.4) y despreciando el efecto de los cables de interconexión, la convolución de esta función V_{EX} con la respuesta impulsiva de la etapa piezo-cerámica proporcionaría ya el pulso de fuerza ultrasónica emitido al medio. Bajo estas condiciones de ausencia de sintonización inductiva, el comportamiento no lineal de la función $RI_{CA}(t)$ presenta una menor incidencia en el pulso de excitación.

3.5.2. Aproximaciones propuestas previamente para la modelización de las etapas de excitación en régimen pulsado.

Analizaremos brevemente algunas aproximaciones que han sido propuestas para la modelización y simulación numérica de las etapas eléctricas y electrónicas usadas para excitar y adaptar transductores de banda ancha.

Normalmente se utilizan modelos muy simplificados para considerar el efecto de las etapas de excitación. De hecho, muchas veces se asume en los trabajos de modelización en el dominio del tiempo, (y como una extensión de los modelos usados para simulaciones en el dominio de la frecuencia), que la excitación procede de una fuente de señal sinusoidal de varios ciclos y con impedancia de salida puramente resistiva, lo cual está muy alejado de los circuitos de excitación reales/111/.

Un primer paso en la dirección de lo que ocurre realmente en aplicaciones de visualización es suponer un circuito formado por una señal de entrada en forma de escalón de voltaje (que se introduce numéricamente punto a punto a partir de la medición experimental de la misma) en cascada con un paso diferenciador (condensador más resistencia), como se propone en /28/ y se utiliza en el trabajo de Leach /53/.

Por otra parte se han propuesto algunas expresiones simplificadas en el dominio del tiempo para los circuitos más próximos a los realmente utilizados en la práctica, como son los detallados en las figuras 3.1, 3.2 y 3.4. Algunas de estas expresiones pueden ser utilizadas en bastantes ocasiones para modelizar los excitadores impulsionales en procesos de simulación.

- Así, para el caso de la figura 3.1, la evolución temporal del pulso generado a través de R_D , sin la carga del transductor, puede ser analizada /67, 76/ (pero únicamente durante el período de conmutación al estado de conducción en T_h , es decir durante el flanco de bajada del pulso), mediante la expresión:

$$V_{on}(t) = - (V_0 / t_{on}) R_D C [1 - e^{-t/(C R_D)}] \quad (3.2)$$

donde, t_{on} representa el tiempo necesario para pasar el tiristor al estado de saturación.

Por otra parte, para el circuito más complejo de la figura 3.4, y cuando la impedancia de la inductancia L_0 sea relativamente alta, $\omega L \gg R_D$, el comportamiento del pulso completo de salida $V_{out}(t)$, sobre los terminales del transductor, podría ser predicho aproximadamente, según se detalla en /75,84/, por la siguiente expresión analítica:

$$V_{out}(t) = C V_0 R_T \{ \exp(-t/\tau_0) - \exp[-t/(C + C_T) R_T] \} [(C_T + C) R_T - \tau_0]^{-1} \quad (3.3)$$

$$\text{en donde, } R_T = [A (Z_t + Z_f) / (2C_T h_{33})^2] // R_D \quad (3.4)$$

A y C_T son el área y la capacidad interelectrónica (“clamped”) en el transductor bajo excitación. Z_t y Z_f son las impedancias acústicas que cargan las caras traseras y delanteras del elemento activo piezoeléctrico. h_{33} es la constante piezoeléctrica. τ_0 sigue siendo el tiempo de bajada de la función rampa.

Una forma alternativa de simular en el dominio del tiempo el comportamiento de las etapas de excitación, con precisión y sin estas restricciones, y para cualquier configuración emisora pulsada en particular, es la basada en modelos equivalentes puramente circuitales, tanto para el transductor como para el excitador. Ello permitiría obtener el pulso de excitación y su influencia en la fuerza efectivamente radiada con gran aproximación, incluso en presencia de comportamientos no lineales. Ésta será la vía que utilizaremos en la simulaciones abordadas en esta memoria. Esta opción para la simulación no facilita en principio la obtención sencilla de leyes generales de comportamiento pero, sin embargo, proporciona resultados muy precisos en cada caso concreto.

Existen antecedentes en ese sentido, concretamente la aproximación propuesta en /77/ que incluye un modelo circuital equivalente para los sistemas electrónicos de excitación y adaptación del tipo mostrado en la figura 3.4, con algunos elementos no lineales y de tipo parásito, junto a una modificación del circuito equivalente de Mason-Redwood para el transductor. Este modelo circuital equivalente conjunto para los transmisores ultrasónicos (transductor más la electrónica de excitación) se muestra en la Figura 3.5. Su principal aplicación se dirige a los transmisores de banda ancha típicos en aplicaciones de evaluación no destructiva (END).

La fuerza emitida por el transductor corresponde al pulso que aparecería entre los terminales M_1 y M_2 del modelo. Los elementos C_p , L_i e Δz representan reactancias parásitas presente en los semiconductores y cableados del excitador.

El elemento de conmutación en alta tensión (MosFet o tiristor), y todos sus circuitos de alimentación de puerta (véase la figura 3.4), se modelan de forma aproximada mediante una simple fuente de voltaje V_D en forma de rampa negativa (amplitud $-V_0$ y tiempo de bajada τ_0), la cual puede ser implementada fácilmente con Spice. Una limitación de este modelo circuital para el elemento de conmutación reside en que los parámetros V_0 y τ , deben ser medidos experimentalmente en cada caso.

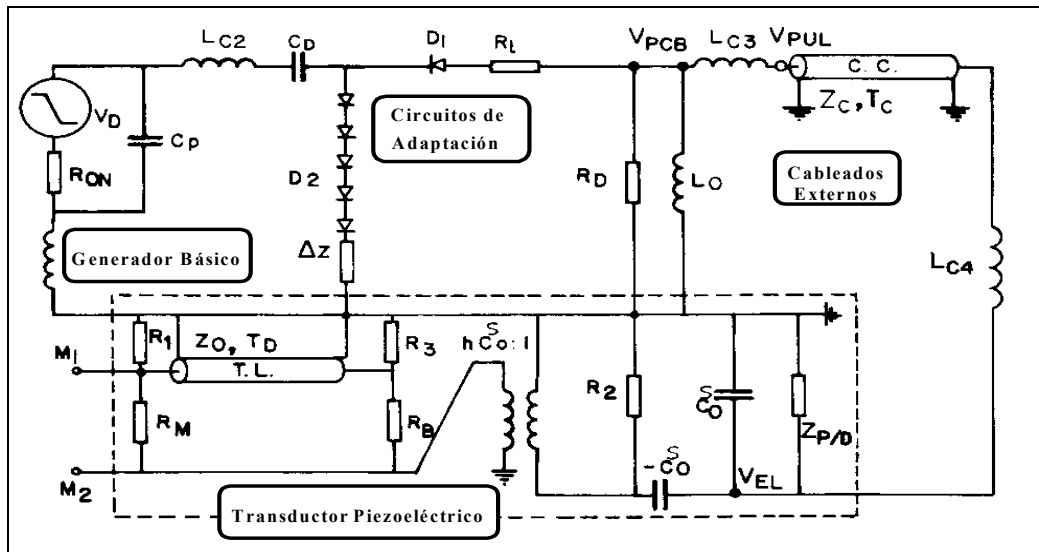


Figura 3.5. Circuito equivalente para un transmisor piezoeléctrico completo, con excitación en alta tensión y bajo régimen pulsado.

3.6. Sistema de excitación eléctrica impulsiva y esquemas para su modelización que serán utilizados a lo largo de los próximos capítulos.

En los numerosos análisis y simulaciones de sistemas ultrasónicos abordados en esta tesis, utilizaremos para la etapa de excitación un generador específico, que está basado en el esquema analizado en el apartado 3.4, y que se realizó en nuestro laboratorio como apoyo a las simulaciones abordadas.

Este generador es de tipo re-configurable, lo que facilita el poder alimentar eficientemente en alta tensión (hasta 430 voltios de pico) una amplia variedad de transductores de banda ancha. También permite plantear distintas configuraciones paramétricas en la etapa de excitación. Además, este generador se diseñó específicamente con un cableado mínimo entre el pulso de salida y los transductores, y minimizando también la longitud de las pistas de circuito impreso. La finalidad de todo ello es reducir la influencia de estos aspectos no ideales en los análisis planteados sobre los parámetros de mayor importancia. Aún así, será necesario introducir muchos de estos aspectos no ideales residuales en los nuevos modelos planteados ya que, a pesar de ser mínimos, su influencia no puede ser despreciada, si se desea cierta precisión en los resultados calculados.

En las distintas aproximaciones que serán propuestas en esta tesis doctoral, para la modelización y simulación de transmisores y receptores ultrasónicos pulsados, se introducirán, entre otras muchas aportaciones, ciertas ampliaciones tendentes a resolver la limitación mencionada, al final del apartado anterior, para el último modelo de la etapa de excitación descrito, y que se refería a la modelización de la fuente V_D .

También se introducirán nuevos elementos y módulos de cálculo para tener en cuenta determinados aspectos sobre las posibles pérdidas en el elemento piezoeléctrico y en el medio de propagación, comportamientos no ideales en la electrónica, áreas efectivas de los transductores y la reflexión de los pulsos para el caso de ensayos por pulso-eco.

Por otra parte, se propondrán esquemas para la simulación de todos estos aspectos usando el programa de cálculo circuital PSpice.

CAPITULO 4

ASPECTOS BÁSICOS DE LOS ALGORITMOS GENÉTICOS Y
DE SU APLICACIÓN A LOS SISTEMAS ULTRASÓNICOS.

CAPÍTULO 4

ASPECTOS BÁSICOS DE LOS ALGORITMOS GENÉTICOS Y DE SU APLICACIÓN A LOS SISTEMAS ULTRASÓNICOS.

4.1. Generalidades.

La utilización de las técnicas de Inteligencia Artificial (IA) para la solución de problemas diversos ha tenido un notable incremento en los últimos años. La abundante literatura publicada al respecto refleja el éxito creciente de sus aplicaciones en campos del conocimiento muy diversos /14,19,54,64/.

Entre las técnicas de Inteligencia Artificial más utilizadas, podemos citar a las Redes Neuronales, la Lógica Fuzzy y los Algoritmos Genéticos (AGs), dentro de la denominada computación evolutiva.

Los algoritmos genéticos son procedimientos de búsqueda adaptativos que realizan funciones de optimización, emulando los mecanismos de la evolución natural. Un algoritmo genético es básicamente un conjunto de instrucciones que especifican los pasos a seguir en la resolución de un problema, las cuales están basadas en algunas características de la evolución de los organismos vivos. Las condiciones de funcionamiento de este conjunto de instrucciones son establecidas por una serie de parámetros u operadores, que están directamente vinculados con procesos biológicos conocidos como son la selección, el cruce y la mutación. Además de estos parámetros existen otros elementos que intervienen en el

algoritmo y que determinan su funcionamiento. Cabe destacar dentro de estos y como uno de los más importantes, la función de evaluación que utilizan, la cual enlaza al algoritmo genético con el problema específico que deseamos resolver.

El empleo de los AGs se justifica cuando las técnicas clásicas existentes para búsqueda y optimización no son eficientes en la resolución de determinados problemas cuya complejidad no permite la obtención de una solución directa.

Los AGs no necesitan conocer datos auxiliares o secundarios del problema que se pretende resolver, ni tampoco recorrer todo el espacio de búsqueda, siendo éstas dos de sus principales ventajas. Son aplicados a espacios de soluciones que son demasiado extensos como para realizar en ellos una búsqueda exhaustiva, y utilizan un método iterativo para encontrar la mejor solución posible sin tener que explorar todo este espacio de búsqueda.

Otra característica muy importante que presentan los algoritmos genéticos es su robustez, la cual se manifiesta de la siguiente manera: Una vez que el algoritmo es capaz de encontrar eficientemente una solución para un problema en un rango de valores determinado, aunque se aplique en otro rango distinto, el algoritmo continúa encontrando de manera eficiente la solución del problema.

La debilidad que presentan los algoritmos genéticos puede estar dada por el hecho de que no son algoritmos especializados en ningún problema en particular. Debido a esto el alcance de una solución satisfactoria dependerá mucho de cómo el diseñador del algoritmo sea capaz de estructurarlo, tomando en cuenta sobre todo sus propios conocimientos específicos acerca del problema que pretende resolver.

La utilización de los Algoritmos Genéticos no garantiza el poder encontrar la solución óptima de un problema, pero en cambio sí permite encontrar una solución “aceptablemente buena” a un problema en un tiempo “aceptablemente rápido”.

Son numerosas las áreas de la actividad científico-técnica donde se han encontrado aplicaciones para los algoritmos genéticos /14/ y entre éstas podemos citar las siguientes:

Robótica

Planificación, Control y Diagnóstico de Procesos

Diseño e implementación de Hardware

Redes Neuronales

Biología Molecular y Físico-química

Ingeniería en Construcciones

Búsquedas en Bases de Datos

Geofísica

4.1.1. Analogía Biológica de los Algoritmos Genéticos.

Un algoritmo genético intenta emular, durante su funcionamiento, el comportamiento de la naturaleza en la adaptación, supervivencia y aprendizaje de los sistemas biológicos.

A continuación explicaremos brevemente la correspondencia existente entre el proceso evolutivo de los organismos vivos y el funcionamiento de los algoritmos genéticos:

Se parte de una población inicial de individuos (denominados cromosomas), los cuales representan el conjunto potencial de posibles soluciones de un problema. Cada uno de estos cromosomas está formado por una cadena o vector de números, y estos números a su vez, constituyen entidades individuales que son análogas a los genes de los cromosomas biológicos. La aptitud de los individuos para producir la mejor solución al problema (adaptabilidad de los individuos al entorno natural) es evaluada mediante una función de bondad o ajuste. Partiendo de esta evaluación es posible escoger a los cromosomas

(selección) que intercambiarán información entre ellos (cruce) y/o variarán aleatoriamente su información (mutación), dando lugar a una nueva generación de individuos o cromosomas. La aptitud o adaptabilidad de los cromosomas es evaluada nuevamente, dando paso a una nueva iteración del algoritmo. Este proceso se repite una y otra vez logrando que la calidad media de los individuos de cada generación aumente progresivamente con respecto a los de la población inicial de partida.

Los parámetros que controlan un AG pueden afectar significativamente su funcionamiento y no existe una teoría general establecida que indique como seleccionarlos adecuadamente. Los parámetros mas importantes que establecen el funcionamiento del algoritmo genético son el número de individuos o cromosomas (tamaño de la población), el operador de cruce o probabilidad de cruce, el operador de mutación o probabilidad de mutación y el número de generaciones (el número de veces que evolucionará la población inicial de individuos).

4.2. Estructura estándar de un Algoritmo Genético.

Debido a que no existe una teoría establecida sobre cómo diseñar la estructura de un AG, y al existir muchas variantes de cómo hacerlo, aquí solo trataremos de exponer brevemente la estructura mas básica y común que constituye cualquier diseño o implementación de un AG.

A continuación se muestra un esquema o diagrama de flujo estándar de como actúa un Algoritmo Genético simple. Este esquema será aplicado en el Capítulo 7 de esta memoria:

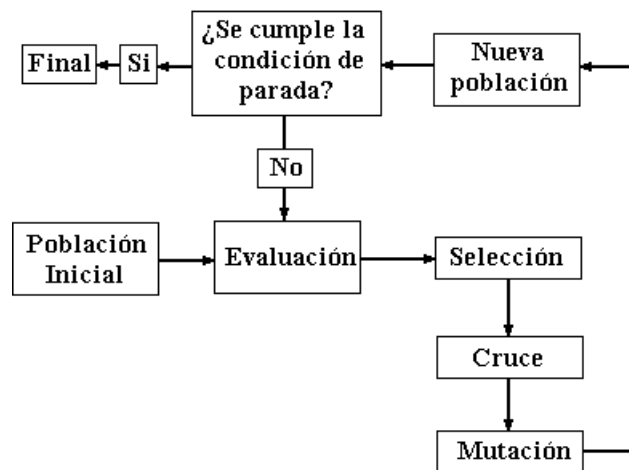


Figura 4.1 Diagrama de flujo representando la estructura de un AG simple.

Para facilitar nuestra exposición, hemos dividido la estructura del AG en diferentes módulos de ejecución.

4.2.1. Módulo 1. – Población y su representación.

El algoritmo genético necesita una población inicial de cromosomas (soluciones potenciales del problema) a partir de la cual comenzar a realizar sus iteraciones. La forma de representar o codificar a los cromosomas es uno de los pasos más importantes a tener en cuenta cuando se crea la población de partida. Para lograr esto existen diferentes vías o métodos que se explican a continuación:

a) Técnicas de representación:

Existen dos vertientes a la hora de representar a los elementos de la población o del espacio de búsqueda del problema:

- Limitarse a codificaciones en cadenas binarias
- Utilizar otros tipos de representaciones.

La ventaja de las primeras es que permite definir operaciones de recombinación con facilidad y con una mayor descomposición de las características del problema o parámetros. La representación binaria posee el alfabeto de menor cardinalidad y por consiguiente de una búsqueda más sencilla de similitudes en la codificación dirigida hacia una progresiva evolución y mejora. Otra ventaja a favor de esta representación es que la convergencia de los algoritmos está probada para el caso de cadenas binarias. Dentro de las representaciones en cadenas binarias existen distintas variantes entre las cuales destacan la BCD y el código Gray.

Aunque la representación binaria es la más extendida para codificar los miembros de la población, existen otras posibilidades de representar los cromosomas, y donde pueden usarse alfabetos de diferente cardinalidad /121/.

En numerosas ocasiones una codificación correcta es la clave para lograr una buena solución del problema. Para lograr esto generalmente se sigue una regla heurística denominada *regla de los bloques de construcción* que establece que “los parámetros relacionados entre sí deben estar cercanos en el cromosoma”/11,23/.

b) Técnicas de Inicialización de la población:

La población inicial puede ser generada aleatoriamente. Con esto se facilita poder crear una población lo más diversa posible. La generación aleatoria de individuos también puede servir como prueba para conocer como funciona el diseño del algoritmo genético, puesto que las características principales y críticas pertenecientes a la solución final solo deben ser resultado de este proceso evolutivo y no de las características o particularidades de los métodos usados para crear la población inicial. No obstante también se pueden utilizar

métodos heurísticos para generar soluciones de buena calidad. Al hacer esto debe garantizarse la diversidad estructural de las soluciones y así tener una “representación” de la mayor parte de la población posible o al menos evitar la convergencia prematura del algoritmo. Cuando se dispone de un conocimiento específico del problema a solucionar, resulta posible acotar el rango de extensión de cada miembro de la población en aras de una mejor convergencia del algoritmo.

4.2.2. Módulo 2. – Evaluación.

Para evaluar el funcionamiento de cada individuo se utiliza una función (objetivo, de ajuste o evaluación) que permite valorar numéricamente la “aptitud”, “bondad” o “mérito” que presenta dicho individuo con respecto a una característica determinada que se pretende analizar. El valor de esta función determina los individuos (o cromosomas) que se van a reproducir y aquellos que se van a eliminar, existiendo varias formas de seleccionar la nueva población.

Esta función objetivo está directamente relacionada con el problema que se quiere solucionar y se elige por tanto tomando en cuenta las condiciones y restricciones específicas del mismo. Es una función propia para cada problema particular.

La función de evaluación o de ajuste debe seleccionarse o construirse adecuadamente para que permita obtener como resultado una buena discriminación entre los miembros de la población. Muchas implementaciones de los AG utilizan algún tipo de normalización de los valores de la función objetivo, para lograr una buena discriminación entre las “aptitudes” de los individuos de la población. Esta normalización facilita hacer hincapié en la importancia de las mejoras, pero sin desechar todo aquel material genético de la población que pueda ser relevante.

4.2.3. - Módulos 3, 4 y 5. – Reproducción.

El módulo de reproducción dentro del algoritmo incluye el método de selección escogido para obtener los cromosomas que se reproducirán, así como el método empleado para su cruce y/o para la mutación de algunos de sus genes.

4.2.3.1. Módulo 3. - Selección de padres.

El mecanismo de selección define cuales son los individuos de la población inicial, que después de ser evaluados, serán escogidos para reproducirse (intercambiar información entre sí). La selección permite orientar la búsqueda a aquellos puntos mas prometedores y que manifiesten la mejor adaptación observada hasta el momento. Este mecanismo no produce puntos nuevos en el espacio de búsqueda, sino que determina que individuos dejarán descendencia y en qué cantidad en la próxima generación.

La selección de los padres se realiza habitualmente mediante reglas de supervivencia probabilística, que toman en cuenta la aptitud o mérito (fitness) de cada padre. Uno de los procedimientos más utilizados consiste en aumentar el número de copias del mejor individuo observado, respecto al peor. Este método se conoce como selección proporcional.

Existen además muchas maneras de realizar la selección y entre las más conocidas podemos citar las siguientes:

Selección escalada

Selección en función del orden

Selección uniforme

Todos estos métodos presentan sus características propias./8,23/, que no las detallaremos aquí debido a que no están enmarcadas dentro del alcance de este epígrafe.

4.2.3.2. Módulo 4. – Cruce.

Es el más importante de los operadores de búsqueda en los algoritmos genéticos. El mismo permite el intercambio de información genética entre los individuos de una misma población recomblando los cromosomas y dando lugar a nuevos individuos. Esto resulta análogo al procedimiento mediante el cual dos seres vivos intercambian su material genético para crear un nuevo organismo.

Un algoritmo genético simple utiliza normalmente un tipo de cruce conocido como cruce de un punto. En el cruce de un punto, las cadenas de dos cromosomas situadas a la derecha de uno de sus genes se intercambian entre sí. La elección del gen a partir del cual se realizará el cruce de estas cadenas se realiza comúnmente de manera aleatoria. En la figura 4.2 se muestra un esquema que ilustra el método de cruce empleado

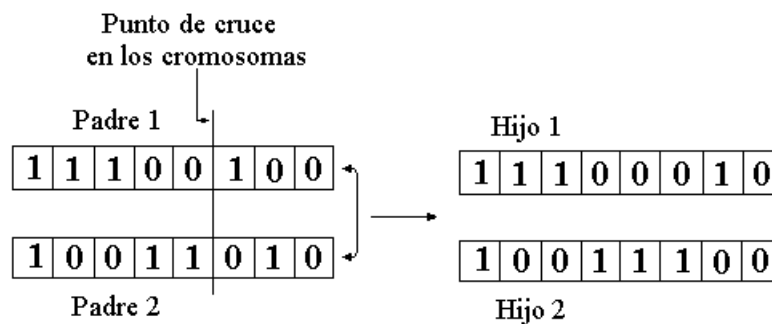


Figura 4.2 Representación del método de cruce empleado entre los cromosomas.

Dentro de las posibilidades de cruce adicionales que existen para cadenas binarias destacan las siguientes:

Cruce de dos puntos

Cruce uniforme

Cada uno de los tipos de cruces tiene sus características propias y la explicación de los mismos puede ser encontrada en /8/.

4.2.3.3. Módulo 5. - Mutación.

La mutación se manifiesta mediante la alteración aleatoria de cada uno de los genes del individuo con una probabilidad de mutación (P_m). En el caso de la representación binaria, consiste en invertir los genes designados a mutar (si es 1 pasa a ser 0 y viceversa). La misión del operador de mutación consiste pues en cambiar aleatoriamente cualquier elemento de cualquier individuo.

El papel de la mutación se basa en crear un factor de diversificación dentro de la población permitiendo aumentar la exploración en el espacio de búsqueda hacia nuevos entornos. Al aplicar la mutación se evita que la convergencia del algoritmo a buenas soluciones pueda ser prematura y como consecuencia quede atrapada en óptimos locales. Esto ocurre cuando existen bits que han convergido a un cierto valor para toda la población y que no pueden ser recuperados por el operador de cruce.

Aunque importante, el operador de mutación juega un papel secundario dentro del proceso de evolución del AG al compararlo con la influencia que ejerce el operador de cruce.

Se recomienda no utilizar valores de probabilidad altos para el operador de mutación. Con esto se persigue evitar que la evolución se convierta en una búsqueda aleatoria exhaustiva y que existan además oscilaciones significativas en el promedio de los valores objetivos de la población. Para evitar la utilización de valores altos del operador de mutación, y de manera alternativa, siempre pueden usarse otros mecanismos de generación de diversidad, como aumentar el tamaño de la población, o establecer la aleatoriedad de la población inicial.

4.2.3.4. Otros operadores genéticos.

Además de los ya mencionados, existen otros operadores que pueden utilizarse al implementar el diseño de un AG. Estos operadores generalmente exploran todo el espacio de soluciones de un modo ordenado, actuando principalmente en las últimas fases de búsqueda, donde contribuyen a mejorar los resultados de convergencia de manera particular.

Algunos de estos operadores son el de elitismo y de eliminación de duplicados. Existen además operadores muy especializados que ayudan a generar diversidad dentro de la población de una forma específica. Ejemplo de esto son el operador Zap, el Creep o el de Transposición /23/.

4.2.4. Módulos 6 y 7. Nueva población y Condición de parada

Una vez que han actuado los diferentes operadores que intervienen en la reproducción de la población inicial, se construye una nueva población de individuos. En la formación de esta nueva población, se toman en cuenta los nuevos individuos (hijos) que han surgido a partir de la ejecución de los métodos de reproducción (selección, cruce, mutación, etc), así como otros individuos (padres) que son seleccionados directamente (elitismo) para formar parte de esta nueva generación.

Cuando el número de la nueva población de individuos resulta aún menor que el de la población inicial, comúnmente se generan de modo aleatorio nuevos individuos que ayudarán a completarla y contribuirán a mantener la diversidad de la misma.

Condición de parada

La condición de parada del algoritmo normalmente puede establecerse, bien después de ejecutarse un número determinado de iteraciones (generaciones), o en algunos casos, cuando

durante la evolución del algoritmo se alcanza un valor suficientemente bueno de la solución que se busca.

4.3. Aplicación de los Algoritmos Genéticos en el área de los Ultrasonidos.

El empleo de las técnicas de IA en aplicaciones ultrasónicas también se ha hecho mas patente en los últimos años. Esto se ha visto reflejado en diferentes publicaciones que describen la aplicación de las mismas a la solución de problemas muy variados /14,19,34,64/. Entre los diferentes problemas tratados se encuentran la localización de fuentes de emisión acústicas /22/, la interpretación y/o clasificación de señales /44,68/, el mejoramiento de imágenes /15,24,40/, la adhesión de materiales /112/, análisis de espectros /21/ y el control de sistemas ultrasónicos /55-56/.

Dentro del conjunto de técnicas de Inteligencia Artificial, los Algoritmos Genéticos (AGs) han sido una de las técnicas mas ampliamente utilizadas/2,5,15,19,23,24,25,34,47,59,60,68,113,121-122/. Estos se han aplicado a diferentes temas como son la interpretación de señales /68/, la optimización de configuraciones o arreglos de sensores /5,11,121/ y del diseño de emisores piezoeléctricos /2/, la estimación de fuentes de señales /25/ y de datos espectrales /21/, así como el mejoramiento de imágenes /15/ entre otros /33,122/. Combinados con otras técnicas, como la lógica fuzzy o las redes neuronales, los AGs también han sido utilizados para la fusión de datos de sistemas de múltiples sensores /113/, y el mejoramiento del funcionamiento de actividades como la clasificación de señales /47/ o la detección de defectos en materiales compuestos/118/.

4.3.1. Necesidad de la estimación de parámetros constructivos y/o de operación en transductores piezoeléctricos ultrasónicos. Conveniencia del empleo de los AGs .

En numerosas ocasiones se desea utilizar un transductor ultrasónico para una aplicación determinada, sin tener suficiente información de sus características funcionales y sus parámetros constructivos. Suele surgir la necesidad de tener que acoplar eficazmente dicho dispositivo a alguna red de transmisión y/o recepción, y en ese caso aparecen numerosas dificultades para lograr dicho propósito, debido al escaso conocimiento que a veces se posee. Como consecuencia, es posible que no se logre hacer un adecuado acoplamiento eléctrico del dispositivo ni obtener un funcionamiento óptimo del mismo, en aplicaciones específicas.

El funcionamiento global de muchos sistemas ultrasónicos prácticos de emisión-recepción, que emplean transductores piezoeléctricos vibrando en modo espesor, está determinado por las propiedades piezoeléctricas, mecánicas y eléctricas de sus transductores, por la interacción de la onda transmitida con el medio y por sus etapas electrónicas de emisión-recepción.

Por otra parte, el empleo de modelos para evaluar la influencia de determinados parámetros en el funcionamiento de un sistema específico es una necesidad muy presente en la actividad de investigación y/o desarrollo. Debido a esto, el conocimiento de valores aproximados de los parámetros internos del transductor es necesario, con el objetivo de poder optimizar el funcionamiento de los sistemas (eficiencia, rango dinámico y resolución) donde éste es utilizado. Esto se hace especialmente necesario en sistemas donde se emplean transductores comerciales o donde los detalles constructivos del mismo son desconocidos para el usuario.

La mayoría de los sistemas ultrasónicos suelen estar formados por uno o varios transductores, las etapas de electrónica de emisión-recepción asociadas, y las cargas

mecánicas relacionadas con el medio de propagación acústica. El estudio del funcionamiento de estos sistemas resulta una tarea muy compleja y debido a esto se han creado y se perfeccionan continuamente una serie de modelos que facilitan su análisis y ayudan a esclarecer el funcionamiento de los mismos./3,10,26,27,28,29,50,62,85,86/. No obstante el uso de la mayoría de estos modelos está muy limitado por el escaso conocimiento de las propiedades y parámetros que caracterizan al sistema ultrasónico en su conjunto. Cuando algunos de estos parámetros se desconocen o no son estimados con suficiente precisión, la eficacia de los resultados procedentes de estos modelos resulta muy afectada y en muchos casos resultan inaplicables.

Debido a ello, es de gran interés y reviste gran importancia poder realizar la estimación y/o identificación de parámetros constructivos en un transductor piezoeléctrico parcial o totalmente desconocido, con el propósito de hacer una utilización satisfactoria del mismo en el marco de una aplicación práctica determinada.

Algunos métodos han sido aplicados previamente a la determinación de los coeficientes del material en resonadores piezocerámicos /16,45,51/, en transductores piezocerámicos de múltiples capas (stacks), y multielementos (usados como antenas) /45/, así como también en piezocompuestos y polímeros piezoeléctricos /51/. Otros modelos propuestos consideran los transductores ultrasónicos como una caja negra, sin tener en cuenta sus parámetros piezoeléctricos y constructivos /7,57/. Sin embargo, no existe una solución general para el problema genérico de la estimación de parámetros constructivos y de operación en transductores piezoeléctricos de banda ancha.

Las técnicas de Inteligencia Artificial (IA) han demostrado en general ser bastante útiles en la resolución de determinados problemas de difícil solución, donde no se cuenta con un modelo adecuado o cuando la utilización del mismo resulta ineficiente. /14,19,34,39,64/. Los AGs son una de las técnicas que esta dando solución a problemas que otros algoritmos tradicionales no pueden resolver o lo hacen de forma ineficiente./19,34/.

Tomando en cuenta las potencialidades presentes en esta técnica de los AGs, y considerando el tipo de problema de estimación que pretendemos resolver, presentaremos en el Capítulo 7 la utilización de los mismos en un proceso de identificación /65,73/ de algunos de los parámetros constructivos y de funcionamiento en diferentes tipos de transductores piezocerámicos, incluyendo a resonadores y transductores de banda ancha.

Aunque los AGs han sido utilizados para resolver diferentes tipos de problemas vinculados a los dispositivos sensores o transductores /2,5,121,122/, no hemos encontrado en la literatura referencias de su utilización para la estimación de los parámetros constructivos y de diseño de transductores piezoeléctricos ultrasónicos. Existe un trabajo previo donde los AGs son utilizados para estimar los parámetros de un modelo aplicado a un transductor de otro tipo (capacitivo) y representado por un desarrollo en serie de potencias, pero que no trata directamente con la estimación de los parámetros constructivos del transductor /122/.

CAPITULO 5

TRANSDUCTORES PIEZO-CERÁMICOS Y MÉTODOS
EXPERIMENTALES UTILIZADOS PARA CONTRASTAR
LOS RESULTADOS DE SIMULACIÓN

CAPÍTULO 5

TRANSDUCTORES PIEZO-CERÁMICOS Y MÉTODOS EXPERIMENTALES UTILIZADOS PARA CONTRASTAR LOS RESULTADOS DE SIMULACIÓN

5.1. Introducción.

En este capítulo se describen detalles de construcción, así como las características y los parámetros internos asociados, de diferentes transductores piezocerámicos empleados a lo largo de esta memoria. También se detallan los métodos y el equipamiento que permitieron realizar las diferentes comprobaciones experimentales de los resultados de simulación obtenidos para ensayos por transmisión y por pulso-eco.

En el primer epígrafe se describen las características de dos transductores piezocerámicos, contruidos con el objetivo de validar un conjunto de respuestas simuladas obtenidas con los modelos circuitales presentados en el capítulo 6 de la presente tesis.

También, en otra parte del primer epígrafe, se describen las propiedades y características de tres transductores piezoeléctricos que fueron utilizados para presentar y validar un procedimiento de estimación de parámetros constructivos y de funcionamiento, de resonadores piezocerámicos y de transductores piezoeléctricos de banda ancha.(Capítulo 7)

Uno de los transductores utilizados para validar el procedimiento de estimación, también fue utilizado posteriormente junto a otro transductor piezocerámico, para validar las respuestas simuladas obtenidas con los modelos circuitales que se presentarán en el capítulo 8.

En la parte final del primer epígrafe se describen también las propiedades de dos transductores piezocerámicos de END ya construidos previamente, las cuales fueron utilizadas para obtener diferentes respuestas simuladas bajo condiciones de operación variables.

En los otros epígrafes se describen los métodos experimentales utilizados para obtener diferentes tipos de respuestas en transductores, las cuales posteriormente se contrastaron con las respectivas respuestas simuladas para cada uno de los dispositivos piezoeléctricos.

5.2. Los transductores utilizados y sus características.

Como punto de partida del presente trabajo se construyeron algunos transductores piezocerámicos. Sus propiedades fueron utilizadas para realizar el cálculo de las respuestas simuladas obtenidas con los modelos circuitales presentados en el capítulo 6. Los transductores construidos fueron denotados como S1 y S2.

Los dispositivos S1 y S2, fueron constituidos por piezocerámicas sin contramasas, fueron empleados para medir las respectivas respuestas temporales de Ensayo por Transmisión y Pulso – Eco.

Los parámetros experimentales obtenidos y la notación utilizada para cada transductor están representados en la Tabla 5.1.

El resto de los parámetros necesarios para realizar las distintas simulaciones fueron derivados a partir de las informaciones de catálogos /36/ y de la literatura /4/.

Un segundo grupo de transductores fue utilizado para presentar y validar el proceso de estimación de parámetros constructivos y de funcionamiento de los transductores. Básicamente, se emplearon un resonador piezocerámico PZ35, constituido por un disco de metaniobato de

plomo fabricado por Ferroperms ® y dos transductores piezocerámicos de banda ancha con frecuencia de resonancia nominal (frecuencia de resistencia máxima f_p) de 1.090 y frecuencia crítica superior, (impedancia máxima f_2) de 10 MHz respectivamente. Algunas de las propiedades del resonador fueron medidas experimentalmente con un analizador automático de impedancias complejas HP 4194A (Ver Anexo 1), y aparecen detalladas en la Tabla 5.2. En el Anexo 2 se presentan también algunas de las propiedades reportadas por el fabricante para la cerámica PZ35.

Tabla 5.1 *Parámetros experimentales y notación utilizada para cada transductor construido*

Notación	S1	S2
Materiales	PZT-5A (1)	PZT (2)
Impedancia acústica específica de la carga trasera [Z_t] (Rayl)	429 (aire)	
Espesor (10^{-3} m)	.95	.7
Diámetro (10^{-3} m)	12.7	11.50
Area (10^{-6} m ²)	127.7	103.9
Densidad [ρ] (kg/m ³)	7700	6990

(1) Morgan Matroc Ltd.

(2) [(Pb (Zr 0.54 Ti 0.46) O₃ + 1 % wt Nb₂ O₅), Laboratorio de Cerámicas Piezoeléctricas, Departamento de Ultrasónica, ICIMAF]

Las propiedades del transductor piezocerámico de banda ancha, y frecuencia de resonancia f_p de 1.090 MHz, se detallan en la Tabla 5.3. Este transductor fue construido sin capa de acoplamiento en la cara frontal. Las propiedades que aparecen descritas en esta Tabla 5.3 en parte proceden de medidas experimentales utilizando el analizador de impedancias HP 4194A y otras, que no presentamos aún, serán mostradas como parte de los resultados obtenidos mediante el método de estimación basado en AGs, que será descrito en el capítulo 7 de esta memoria.

Tabla 5.2 *Parámetros experimentales y notación utilizada para el resonador piezocerámico.*

Materiales	Metaniobato de Plomo
Espesor (10^{-3} m)	0.77
Diámetro (10^{-3} m)	12.7
Area (10^{-6} m ²)	126.7
Capacitancia estática C^T	99.69 pF
Capacitancia interelectródica o intrínseca (clamped)	87 pF
Rango de frecuencia de las medidas	(1.5-2.5) MHz
Frecuencia de máxima conductancia f_s	2.010 MHz
Frecuencia de máxima resistencia f_p	2.1 MHz
Frecuencia de la máxima amplitud del módulo de Z	2.1225 MHz
Frecuencia de la mínima amplitud del módulo de Z	1.975 MHz
Valor de R a la frecuencia f_p R_{max}	1238 Ohm
Valor de G a la frecuencia f_s G_{max}	1.517 MS
Valor de Z a la frecuencia f_{max}	1604 Ohm
Valor de Z a la frecuencia f_{min}	461 Ohm

(4) Ferroperm Piezoceramics A/S

El transductor de 10 MHz no se utilizó físicamente en ninguna validación experimental. Solamente se utilizaron sus propiedades para obtener una respuesta simulada ideal para la Función de Transferencia en Emisión, la cual después fue utilizada como función objetivo “patrón” para validar el proceso de estimación de parámetros. Estas propiedades del transductor de 10 MHz, que fueron utilizadas en esta memoria, aparecen reportadas en la Tabla 5.4 y en /101/.

Otro transductor piezocerámico fue utilizado junto con el transductor MODQ para validar las respuestas simuladas con los modelos circuitales propuestos en el capítulo 8. Este transductor, que había sido construido con el mismo modelo de cerámica y una contramasa muy similares a los del transductor MODQ, pero con una capa de adaptación acústica al medio, fue denotado como MODQ_{CA}. Algunas de las propiedades de los parámetros característicos del transductor y la notación utilizada aparecen en la Tabla 5.5. Algunas de estas propiedades (las de carácter

geométrico o de impedancia de entrada) fueron medidas experimentalmente. Las propiedades de las partes que son comunes con el transductor MODQ, y que no se presentan en esta Tabla, serán estimadas en el capítulo 7. Los parámetros asociados a la capa de acoplamiento acústico fueron tomados de resultados experimentales y análisis aproximados disponibles en nuestro laboratorio.

/84/

Tabla 5.3 *Parámetros experimentales y notación utilizada para el transductor de 1.090 MHz.*

Notación	MODQ
Material	PZ27
Espesor (10^{-3} m)	2.11
Diámetro (10^{-3} m)	20
Area (10^{-6} m ²)	314
Capacitancia estática C^T	2.5 nF
Capacitancia interelectródica o intrínseca (clamped) C_0^s	1.28 nF
Mediciones realizadas en aire	
Rango de frecuencia de las medidas	(0.8-1.2) MHz
Frecuencia de máxima conductancia, f_s	0.982 MHz
Frecuencia de máxima resistencia, f_p	1.090 MHz
Frecuencia de la máxima amplitud del módulo de Z, f_{max}	1.098 MHz
Frecuencia de la mínima amplitud del módulo de Z, f_{min}	0.974 MHz
Valor de R a la frecuencia f_p , R_{max}	291 Ohm
Valor de G a la frecuencia f_s , G_{max}	18.75 mS
Valor de Z a la frecuencia, f_{max}	319.4 Ohm
Valor de Z a la frecuencia, f_{min}	47 Ohm
Mediciones realizadas en agua	
Rango de frecuencia de las medidas	(0.5-1.5) MHz
Frecuencia de máxima conductancia, f_s	987.5 MHz
Frecuencia de máxima resistencia, f_p	1.095 KHz
Frecuencia de la máxima amplitud del módulo de Z, f_{max}	1102 KHz
Frecuencia de la mínima amplitud del módulo de Z, f_{min}	967 KHz
Valor de R a la frecuencia f_p , R_{max}	204 Ohm
Valor de G a la frecuencia f_s , G_{max}	14 mS
Valor de Z a la frecuencia, f_{max}	249 Ohm
Valor de Z a la frecuencia, f_{min}	60.4 Ohm

Por último, en esta memoria fueron utilizados dos transductores piezocerámicos que habían sido construidos con características específicas para aplicaciones de Ensayos no Destructivos (END) con alta atenuación. Incluyen una contramasa en la cara trasera y una capa de acoplamiento en la cara frontal. Los parámetros característicos y la notación utilizada para cada transductor están representados en la Tabla 5.6.

Tabla 5.4 *Parámetros experimentales y notación utilizada para el transductor de 10 MHz.*

Materiales	PZT-5A
Impedancia Acústica Específica de la Cerámica (10^6 Rayl)	33.75
Espesor (10^{-3} m)	0.2175
Area (10^{-6} m ²)	5.945
Constante piezoeléctrica [h_{33}] (10^9 V/m)	2.15
Permitividad dieléctrica a deformación mecánica nula ϵ_{33}^s (10^{-9} F/m)	7.34
Velocidad de la onda ultrasónica longitudinal en la cerámica v_t^D (m/s)	4350
Frecuencia critica superior, impedancia máxima, f2 (MHz)	10
Impedancia Acústica de la carga trasera Z_t (10^6 Rayl)	18

Tabla 5.5 *Parámetros experimentales y notación utilizada para el transductor piezocerámico MODQ_{CA}*

Notación	MODQ _{CA}
Materiales	PZ27
Espesor (10^{-3} m)	2.11
Diámetro (10^{-3} m)	20
Area (10^{-6} m ²)	314
Capacitancia interelectródica o intrínseca (“clamped”) C_0^s	1.28 nf
Factor de calidad mecánico Q de la cerámica en modo espesor	80
Espesor de la capa de acoplamiento (10^{-3} m)	0.9
Impedancia Acústica Específica de la capa de acoplamiento (10^6 Rayl)	4

Los parámetros presentados en esta tabla 5.6 fueron también medidos con el analizador de impedancias previamente citado (Ver Anexo 1), o tomados de catálogos del fabricante /35/ o de la literatura /84/. En el Anexo 2 de esta memoria se presentan algunas de las propiedades reportadas por el fabricante para la cerámica PZ27.

Tabla 5.6 *Parámetros experimentales y notación utilizada para cada transductor de END.*

Notación	Q1	Q2
Materiales	PZ-27 (3)	
Impedancia Acústica Específica de la Cerámica (10^6 Rayl)	30.03	
Espesor (10^{-3} m)	1.78	
Diámetro (10^{-3} m)	19.5	
Area (10^{-6} m ²)	299	
Capacidad interelectrónica o intrínseca [C_0^s] (10^{-9} F)	1.23	1.17
Constante piezoeléctrica [h_{33}] (10^9 F)	1.8746	
Permitividad dieléctrica a deformación mecánica nula ϵ_{33}^s (10^{-9} V/m)	7.33	
Velocidad de la onda ultrasónica longitudinal en la cerámica, v_t^D (m/s)	3900	
Coefficiente de acoplamiento electromecánico en modo espesor, k_t	0.47	
Factor de calidad mecánico Q de la cerámica en modo espesor	138	
Frecuencia de máxima resistencia, f_p (MHz)	1.093	
Impedancia acústica específica de la carga trasera, Z_t (10^6 Rayl)	5.4	6
Velocidad de la onda ultrasónica longitudinal en la capa de acoplamiento acústico v_t^D (m/s)	2700	
Espesor de la capa de acoplamiento (10^{-3} m)	.9	.7
Impedancia Acústica específica de la capa de acoplamiento (10^6 Rayl)	5	

(3) Ferroperm Piezoceramics A/S

5.3. Disposición experimental para la obtención de la respuesta en Ensayo por Transmisión.

La determinación experimental de esta respuesta se realizó con los transductores S1 y S2. Ambos transductores fueron colocados en agua desionizada y el transductor S1 fue utilizado como receptor de las señales emitidas por el transductor S2. Las frecuencias de antirresonancia eléctrica f_a de S2 y S1 fueron de 3.17 MHz y 2.20 MHz respectivamente.

En las mediciones experimentales se utilizó un tanque diseñado para este propósito/69/, que contenía agua desionizada. Para minimizar los efectos de la difracción en la disposición S1-S2, el transductor receptor fue posicionado coaxialmente a una distancia aproximada de 2 mm de

la cara frontal del transductor emisor. La configuración experimental utilizada está representada en la Figura 5.1 y las señales fueron muestreadas con un osciloscopio digital Tektronix TDS 220 (Ver Anexo 1). La configuración eléctrica del excitador utilizado aparece representada en el Anexo 3. El circuito representado en este Anexo fue construido siguiendo las recomendaciones dadas en /75-76/

Una fuente de voltaje de caída exponencial se utilizó para excitar al dispositivo emisor. La señal de entrada tenía un valor inicial de 90 V, un valor final de 0 V y un tiempo de caída de 25 ns.

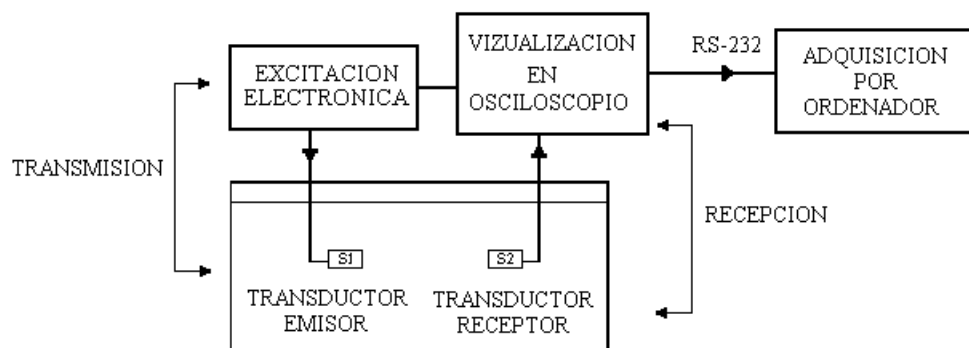


Figura 5.1 Configuración del montaje experimental en Ensayo por Transmisión.

5.3.1. Disposición de los transductores utilizados para análisis paramétrico en configuración de Ensayo por Transmisión.

Los transductores Q1 y Q2 (Tabla 5.6) fueron empleados para simular respuestas en una configuración de Ensayo por Transmisión (ET), dentro de un análisis paramétrico de diferentes componentes electrónicas pertenecientes a los modelos circuitales que se presentarán en el Capítulo 8. En este tipo de análisis, solo se presentan los parámetros más relevantes de las respuestas experimentales asociadas.

Para este análisis se asumió que las superficies frontales del transductor emisor (Q1) y el transductor receptor (Q2) estaban alineadas y eran perfectamente paralelas a las superficies de una placa de material plástico de 20 mm de espesor, al cual estaban acopladas mecánicamente ambas superficies frontales. El material plástico utilizado en estas simulaciones fue PMMA, cuya impedancia acústica es aproximadamente igual a 3.19 MRayl. En estas condiciones, los efectos derivados de la difracción se consideraron despreciables.

La señal de excitación del transductor emisor Q1 en nuestras simulaciones se obtuvo a partir del modelo circuital del excitador detallado en la figura 8.1

5.4. Disposiciones experimentales para la obtención de la respuesta Pulso – Eco.

Los experimentos para obtener las respuestas pulso – eco de los distintos tipos de transductores, fueron realizados con diferentes montajes representados en la figura 5.2. En este diagrama aparecen simbolizados de manera simple, los montajes alternativos utilizados para obtener cada respuesta temporal pulso-eco. Dos de las respuestas experimentales pulso-eco presentadas en esta memoria, fueron realizadas con ecos producidos en interfases de Agua-Acero Inoxidable y Agua-PMMA. Una tercera respuesta fue medida para una señal reflejada en una interfase PMMA-AIRE. Las características de cada uno de estos casos, serán descritas a continuación.

5.4.1. Ensayo por Pulso Eco con interfase Agua-Acero.

Las respectivas respuestas de los transductores S1 y S2 fueron medidas con un montaje experimental similar al representado en la parte izquierda de la figura 5.2. Un bloque de acero

inoxidable sumergido en agua se utilizó como un reflector para la onda plana, siendo sus dimensiones mayores que el ancho del haz del transductor medido. El acero inoxidable es una buena aproximación, frente al agua, como un “ reflector perfecto ” y puede ser fácilmente maquinado y pulido. El espesor del bloque es suficientemente grande como para evitar posibles interferencias de ecos provenientes desde su cara trasera.

Con el objetivo de medir la respuesta acústica antes de que se disperse el haz y disminuir los efectos de la difracción, cada transductor fue situado a una distancia de $a^2/4\lambda$ desde el bloque de acero, siendo a el diámetro del transductor y λ la longitud de la onda ultrasónica en el agua a la frecuencia de trabajo del transductor. Esta distancia es el comienzo de la transición entre campo cercano y campo lejano, y aquí el haz del transductor empieza a perder su colimación a la vez que se suaviza su morfología espacial. Las señales fueron muestreadas con el osciloscopio digital ya citado. La señal de excitación fue idéntica a la utilizada en el epígrafe 5.3.

5.4.2. Ensayo por Pulso-Eco con interfase Agua-PMMA.

Las respuestas pulso-eco en una interfase Agua-PMMA, asociadas a los transductores MODQ y MODQ_{CA}, se midieron también con un arreglo experimental similar al representado en la parte izquierda de la figura 5.2, pero en este caso el reflector utilizado fue una placa de PMMA de 40.7 mm de espesor. Aquí también el espesor de la pieza reflectora es suficientemente grande como para evitar posibles interferencias de ecos provenientes desde su cara trasera. La cara frontal de cada transductor se situó a 64 mm de la superficie reflectora, siguiendo también los mismos criterios de medición descritos en el epígrafe 5.4.1. Como excitador electrónico se

utilizó un prototipo de tranceptor de pulsos ultrasónicos fabricado en el laboratorio, cuyo diseño es similar al diagrama circuital representado en la figura 3.4. Para visualizar las distintas señales se utilizó una analizador digital de señales Tektronix DSA 601 (Ver Anexo 1). Los datos de las señales medidas fueron enviados a una computadora personal para su posterior procesamiento y análisis. Esto se realizó con la ayuda de una herramienta computacional (LabVIEW 5.1) /37/ y una interfaz de comunicación IEEE 488 GPIB.

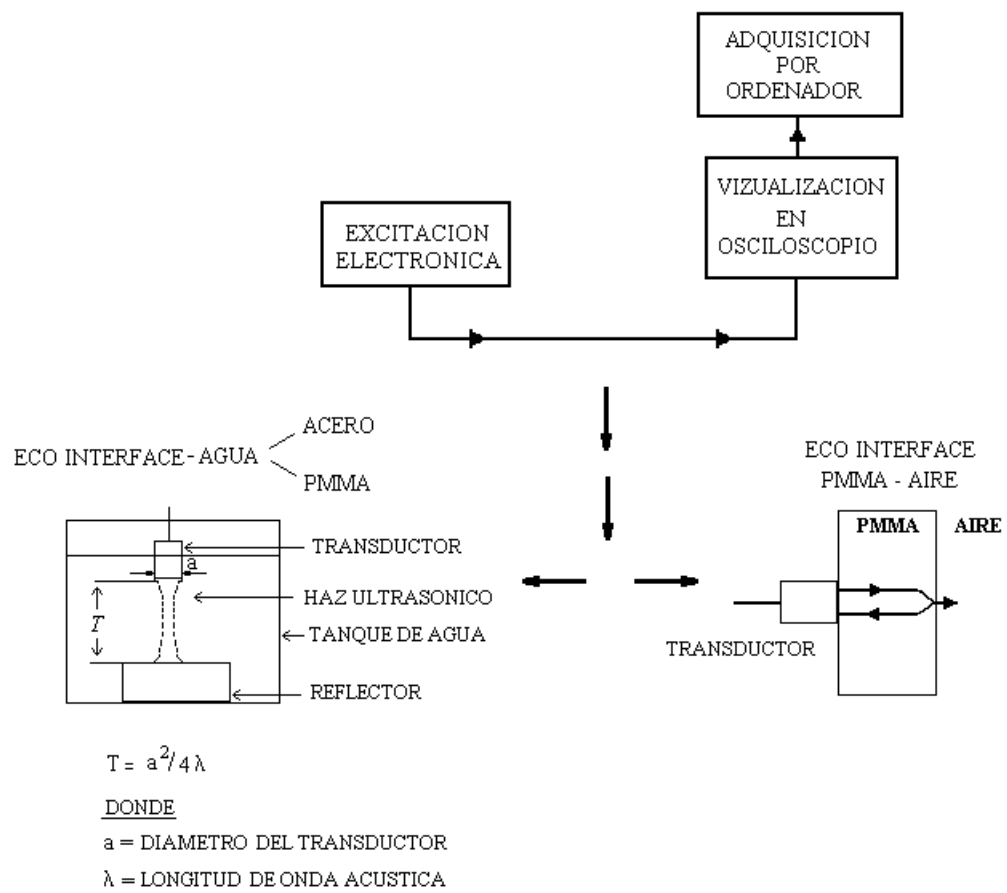


Figura 5.2 Configuración del montaje experimental pulso-eco

5.4.3. Ensayo por Pulso-Eco con interfase PMMA-Aire.

Las respuestas pulso-eco en una interfase PMMA-Aire se midieron utilizando un conjunto experimental similar al representado en la parte derecha de la figura 5.2. En este caso se empleó el transductor MODQ_{CA} para obtener dichas respuestas. Las señales eco-gráficas fueron obtenidas desde dos superficies reflectoras correspondientes a materiales de PMMA con diferentes dimensiones. En un primer caso se obtuvo la señal pulso-eco utilizando una lámina rectangular de PMMA de 19.7 mm de espesor. En un segundo caso se utilizó la superficie reflectora trasera de la misma placa de 40.7 mm de espesor empleada también en el experimento descrito en el epígrafe 5.4.2. Para acoplar eficientemente el transductor a las superficies del PMMA, se utilizó un gel acoplante de transmisión ultrasónica. (Aquasonic 100). Las características de la instrumentación y el método de medición utilizados en esta caso, fueron idénticos a los descritos en el epígrafe 5.4.2.

5.4.4. Análisis paramétrico en configuración de Ensayo por Pulso Eco.

El transductor Q1 se utilizó para simular la respuesta de una configuración Pulso-Eco, dentro de un estudio de análisis paramétrico que se presentará en el Capítulo 9 de esta memoria.

En este caso, de manera similar al epígrafe 5.3.1, no se busca corroborar la respuesta simulada con la respuesta pulso-eco experimental, sino estudiar la evolución de sus parámetros más importantes y dicha respuesta no es presentada en esta memoria. En este análisis se consideró que el pulso emitido se propagaba en un medio plástico (PMMA) y que posteriormente se reflejaba en una interfase plástico-aire situada a 10 mm de la superficie del transductor.

Al igual que para obtener la respuesta de ensayo por Transmisión, se empleó el modelo circuital de la figura 9.1 para obtener la respuesta simulada de esta configuración Pulso-Eco.

5.5. Disposición experimental para la obtención de la Respuesta Temporal en la Emisión.

Como parte constituyente de la segunda implementación del procedimiento de estimación de parámetros, que se describe en el epígrafe 7.3, fue necesario realizar algunas medidas experimentales. Estas medidas permitieron obtener la Función de Transferencia en Emisión $FTE(\omega)$, de un transductor de 1 MHz emitiendo en agua. El módulo de la $FTE(\omega)$ fue utilizado para definir la función de ajuste elegida para la segunda implementación que se describe en el epígrafe 7.3. La figura 5.3 representa un diagrama muy simple del transductor piezoeléctrico vibrando en modo espesor y una definición de la Función de Transferencia en Emisión $FTE(\omega)$, basada en algunas magnitudes eléctricas y mecánicas asociadas al mismo.

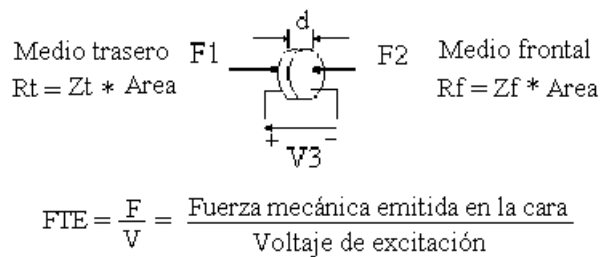


Figura 5.3 Diagrama simplificado del Transductor en Modo Espesor utilizado para definir su Función de Transferencia en Emisión.

En la figura 5.3, R_f y R_t son las cargas mecánicas en las caras frontal y trasera del transductor respectivamente. Z_f y Z_t representan la impedancia acústica específica de la carga frontal y trasera del transductor. “Area” es el área geométrica de la superficie del transductor.

El generador de pulsos utilizado en el experimento fue uno diseñado en nuestro laboratorio para excitar transductores de banda ancha en general, y en particular para aquellos usados en END. /75/. Un diagrama eléctrico del mismo, aparece representado en la figura 3.4.

Una de las magnitudes que se midió experimentalmente, dentro del proceso de determinación de la $FTE(\omega)$, fue la presión acústica asociada a la onda plana en puntos cercanos a la cara frontal del transductor sumergido en agua. El montaje experimental utilizado en este caso fue similar al utilizado en la figura 5.1, pero en lugar de un transductor receptor, se utilizó un hidrófono tipo aguja de material PZT y de 0.6 mm de diámetro, y como osciloscopio se empleó un analizador de señales digitales Tektronix DSA 601 (Ver Anexo 1). En dicho Anexo 1 también se muestra un extracto del manual de usuario del hidrófono piezoeléctrico utilizado en esta memoria.

Durante la medición de la onda plana, el hidrófono fue situado a una distancia de (3-4) mm de la cara frontal del transductor. Esta distancia fue elegida teniendo en cuenta las condiciones experimentales, para evitar por una parte posibles interferencias desde la etapa eléctrica de excitación así como también minimizar la interacción de otros tipos de radiaciones, como ondas superficiales, de “cabeza” (head wave) y de borde. Una vez obtenida la señal de la presión acústica en el dominio del tiempo, se obtuvo la correspondiente distribución en el dominio de la frecuencia con ayuda del analizador de señales

Otra magnitud medida fue la respuesta frecuencial del voltaje de excitación (spike), aplicado al transductor. Esta señal se obtuvo con ayuda del mismo analizador de señales, después de haber medido el pulso de excitación en el dominio del tiempo.

CAPITULO 6

PROPUESTA DE CIRCUITOS EQUIVALENTES GLOBALES
PARA TRANSCÉPTORES ULTRASÓNICOS BAJO
EXCITACIÓN IMPULSIONAL EN ALTA TENSIÓN Y SU
IMPLEMENTACIÓN SPICE PARA SIMULACIÓN

CAPITULO 6

PROPUESTA DE CIRCUITOS EQUIVALENTES GLOBALES PARA TRANSCÉPTORES ULTRASÓNICOS BAJO EXCITACIÓN IMPULSIONAL EN ALTA TENSIÓN Y SU IMPLEMENTACIÓN SPICE PARA SIMULACIÓN

6.1. Contenido global del capítulo y principales aportaciones del mismo.

En este capítulo se presentan una serie de circuitos equivalentes para los subsistemas electrónicos y piezoeléctricos de los sistemas ultrasónicos de visualización, que se proponen como una primera aproximación a una modelización global orientada a su implementación en Spice y PSpice. Se consideran, mediante circuitos específicos, las disposiciones de ensayo más utilizadas en la práctica industrial de los ensayos no destructivos (END), es decir los Ensayos por Transmisión y por Pulso-Eco.

Se introducen algunos aspectos no considerados con suficiente precisión en los modelos convencionales, en particular: el modelado más preciso de la etapa de excitación en alta tensión y la consideración de algunos comportamientos no lineales de las etapas electrónicas. Se considera específicamente el efecto de elementos no lineales en la etapa de recepción, mostrándose su notable efecto en aquellos casos donde se registren altas amplitudes en las señales de eco recibidas.

En la etapa de excitación se propone un modelo bastante preciso de la red de salida en alta tensión que incluye: diversos elementos no lineales presentes en los excitadores prácticos,

un generador de voltaje ideal que aproxima la señal de control (en baja tensión) del dispositivo de conmutación encargado de la generación básica de los pulsos de salida. De esa forma, no resulta necesario estimar experimentalmente las condiciones de conmutación en alta tensión, lo que no siempre resulta fácil de realizar con los equipos comerciales.

Se incluye también una primera aproximación, mediante módulos PSpice, de los efectos de interfase del pulso emitido con la superficie de los transductores y de los efectos del medio de propagación.

Finalmente se muestra como los resultados de la simulación, obtenidos mediante los nuevos modelos aquí propuestos para configuraciones ultrasónicas concretas por transmisión y por pulso-eco, presentan desde un punto de vista cualitativo una similitud bastante aceptable con las mediciones experimentales, especialmente en lo que se refiere a las formas de onda.

6.2. Planteamiento general de los casos específicos investigados.

En los siguientes apartados, proponemos diversos esquemas circuitales específicos para la simulación de casos prácticos de transeptores ultrasónicos para visualización ultrasónica. Se presentan los resultados de la simulación a través de las respuestas ultrasónicas temporales obtenidas en la etapa de recepción final, para distintas configuraciones de ensayo. Algunos de los resultados procedentes de estas simulaciones son comparados con resultados experimentales obtenidos por el autor.

En la primera parte del capítulo se describen la estructura y las características de las configuraciones y esquemas propuestos para el modelado y simulación de los ensayos ultrasónicos por transmisión y por pulso-eco típicamente empleados en la práctica del control

de calidad industrial mediante métodos ultrasónicos. Se proponen diferentes diagramas circuitales para ambas configuraciones, considerando simplificada la interacción de la onda ultrasónica con el medio, la atenuación acústica, el proceso de reflexión o el efecto del retardo temporal en el eco.

Se presenta también un modelo eléctrico alternativo y más completo que los convencionales, para la etapa de recepción en casos de pulso-eco, y se evalúa comparativamente su efectividad en simulación con la de un modelo básico, para condiciones de baja amplitud de excitación.

Para un supuesto de pulso-eco, se explicitan los modelos circuitales de las etapas electrónicas de excitación y de los circuitos analógicos de acoplamiento eléctrico, los cuales posibilitan simular y analizar algunos efectos no-lineales, especialmente acusados sobre las etapas de emisión y recepción en transceptores de END que pueden considerarse típicos.

Por otra parte, se presentan e integran todos los modelos parciales en un modelo global para los sistema de emisión-recepción pulsados, que se encuentran incluidos normalmente dentro de un equipamiento de END.

6.3. Esquemas propuestos para la simulación de transceptores ultrasónicos en configuraciones de Ensayo por Transmisión y Pulso-Eco.

Los equipos comerciales, que utilizan sistemas de transducción ultrasónica de banda ancha, trabajan generalmente en los modos de Ensayo por Transmisión (ET) o bien de Pulso-Eco (EPE). Estos sistemas, los cuales incluyen una o más etapas piezoeléctricas, son ampliamente usados en áreas tales como las de imagen biomédica, ensayos no destructivos y caracterización de materiales.

Aunque los modos de operación de ET y EPE han sido estudiados e implementados en muchos equipamientos comerciales, existen aún numerosos aspectos relacionados con sus configuraciones prácticas, que necesitan un análisis detallado con el objetivo de evaluar su influencia en la respuesta completa del sistema ultrasónico.

Ambas configuraciones ET y EPE presentan características bastante similares lo cual permite representarlas por el diagrama en bloques de la Figura 6.1. De izquierda a derecha, ambas configuraciones pueden ser descritas de modo general a partir de los siguientes bloques:

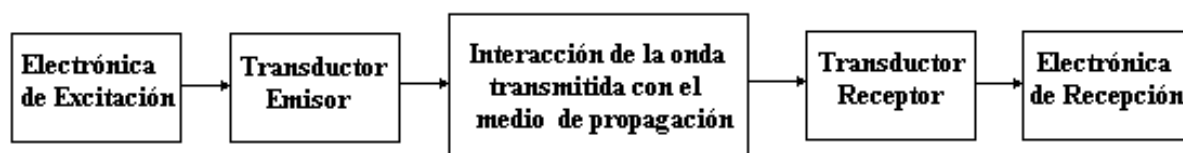


Figura 6.1 Diagrama de bloques de la configuración básica de Ensayo por Transmisión / Ensayo por Pulso Eco.

El primer bloque simboliza la estructura electrónica utilizada para generar la señal de excitación que se le suministra al transductor emisor, el cual aparece simbolizado en el segundo bloque. Este transductor emisor transforma la señal eléctrica en una vibración mecánica que es transmitida al medio de propagación de interés en forma de onda.

El bloque central representa la interacción de la onda transmitida, por el transductor emisor, con el medio de propagación involucrado. Aquí se incluyen diversos procesos físicos tales como la atenuación, la difracción, la dispersión, la reflexión, etc., de la onda acústica, y los cuales influyen en el comportamiento de la misma durante su viaje hacia el transductor receptor.

Una vez que el transductor receptor recibe la onda acústica, ésta es transformada nuevamente en una señal eléctrica y es captada por la electrónica de recepción, simbolizada en el último bloque. En esta configuración electrónica de recepción, y de acuerdo con la aplicación concreta de que se trate, la información captada por la onda acústica emitida durante su viaje a través del medio de propagación, se procesa electrónicamente.

En el caso Pulso-Eco, y a diferencia del modo ET donde se utilizan dos transductores independientes, se trabaja con un único transductor como dispositivo emisor y receptor de la onda acústica. Por esto, en pulso-eco, los bloques simbolizando a los dispositivos piezoeléctricos emisor y receptor, aunque tienen diferentes topologías circuitales como cuadrupolos y distintas Funciones de Transferencia, sin embargo incluyen cada uno, idénticos parámetros piezoeléctricos y geométricos, que son los pertenecientes a un único transductor. Además, para este caso, dentro de la electrónica de recepción pueden aparecer algunos elementos específicos de la electrónica de excitación que pueden influenciar a las señales eco-gráficas recibidas.

6.3.1. Modelización de la respuesta ultrasónica básica en Ensayo por Transmisión, bajo excitación impulsiva en alta tensión.

Con el objetivo de simular la respuesta de un transceptor ultrasónico, trabajando en modo de Ensayo por Transmisión (ET) y alimentado con pulsos de alta tensión, planteamos el diagrama eléctrico representado en la Figura 6.2, donde hemos tomado en cuenta el esquema general de la Figura 6.1. Este diagrama (analizado en /88/) incluye el modelado del comportamiento temporal de dos transductores piezo-cerámicos (dispositivos S2 y S1, simbolizados mediante bloques rectangulares en dicha Figura), los cuales están empleados

como transmisor y receptor respectivamente. Cada bloque viene a representar el esquema eléctrico del modelo detallado en la Figura 2.11 del capítulo 2, pero incluyendo en este caso una línea de transmisión con pérdidas [72]. Los terminales e, b y f tienen el mismo significado que las interfaces representadas en dicha figura 2.11.

El circuito eléctrico simplificado que hemos conectado al terminal e del transductor S2 de la Figura 6.2, nos permitirá simular la señal de excitación producida por el circuito representado en el Anexo 3. No todos los elementos presentes en el circuito electrónico del Anexo 3 se incluyeron en este modelo circuital simplificado. Solo fueron utilizados los elementos fundamentales de los presentes en la etapa de salida de dicho circuito, los cuales resultan imprescindibles para simular la señal de excitación real. Este modelo simplificado se mostró suficiente a efectos de simulación en muchas situaciones.

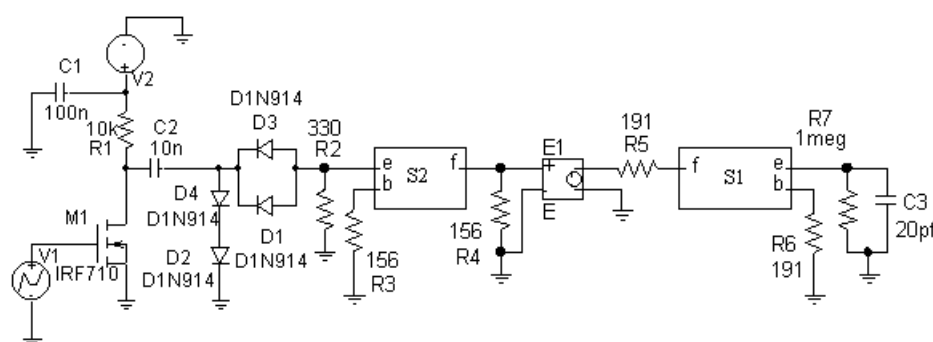


Figura 6.2 Modelo circuital simplificado en formato PSPICE propuesto para una simulación básica de respuestas temporales de un transceptor en modo (ET).

La etapa electrónica de recepción incorpora algunos elementos (C3 y R7) que simbolizan en este caso particular las impedancias asociadas al circuito de entrada del osciloscopio utilizado para visualizar las señales pulsadas recibidas.

El bloque E1 representa a una fuente de voltaje dependiente de voltaje, la cual se utiliza en este modelo circuital para desacoplar eléctricamente la representación de ambas

etapas piezoeléctricas. Este elemento, desde el punto de vista acústico, tiene el mismo significado que el bloque central en el esquema de la Figura 6.1. En una primera aproximación muy básica, supuestas condiciones de campo próximo para los transductores, perfecto paralelismo entre los dos transductores, y un efecto despreciable por difracción de las aperturas transductoras, la ganancia de este bloque E1 vendrá dada por:

$$GAIN_1 = 2e^{-\alpha x} \quad (6.1)$$

donde:

α es el coeficiente de atenuación de la onda que se propaga a través del medio

x es la distancia recorrida por la onda dentro del medio.

Si el área del transductor receptor (A_1) es más pequeña que el área del transductor emisor (A_2), el segundo transductor recibirá únicamente una fracción de la fuerza mecánica, y la ganancia de E1 debería ser obtenida mediante esta otra expresión:

$$GAIN_2 = (2 A_1 / A_2) e^{-\alpha x} \quad (6.2)$$

En los valores particulares de los elementos que aparecen en esta Figura 6.2, las cargas mecánicas frontal y trasera de los transductores S1 y S2 fueron consideradas de tipo acuoso. ($R_f = R_t = A(1.5 \text{ MRayl})$) y aparecen representadas mediante los resistores R3, R4, R5 y R6. Para el material piezoeléctrico de S1, algunos parámetros fueron tomados de la literatura /4/:

$$\epsilon_{33}^S / \epsilon_0 = 830; e_{33} = 15.8 \text{ coul} / \text{m}^2; v_t^D = 4350 \text{ m/s}$$

Los parámetros calculados para el circuito equivalente del transductor S1 están representados en las tablas 6.1 y 6.2.

Tabla 6.1 *Parámetros del circuito equivalente del transductor S1.*

Parámetro	Fórmula	Receptor - S1
Impedancia acústica característica [Z_0A]	$\rho v_t^D A$	4.28 k Ω
Carga Frontal [R_f]	$Z_f A$	191 Ω
Carga Trasera [R_t]	$Z_t A$	191 Ω
Capacidad Intrínseca [C_0^S]	$\epsilon^S A/\tau v_t^D$	987 pF
Constante Piezoeléctrica [h_{33}] ($\times 10^9$)	e_{33} / ϵ^S	2.15 V/m
Relación de Transformación [N]	$h_{33} C_0^S$	2.12 N/V

Tabla 6.2 *Parámetros de la línea de transmisión con pérdidas contenida en el circuito equivalente del transductor S1.*

Magnitud	Fórmula	Valor
L	Z_0A/v_t^D	0.98 H
C	$1/Z_0Av_t^D$	54nf
R	$\omega L/Q$	188 K Ω
G	-	0

Para calcular los parámetros del circuito equivalente del transductor S2, además de los datos ya aportados en la tabla 5.1, se utilizaron los datos experimentales que aparecen en la Tabla 6.3. Estos valores permitieron calcular los parámetros que aparecen en las Tablas 6.3 y 6.5, y que permiten concretar los datos del circuito equivalente del transductor S2.

Tabla 6.3. *Algunos valores experimentales relativos al transductor S2*

Magnitud	Valor
Capacidad Estática, C_t	1.38 nf
Permitividad Relativa a Tensión Constante, $\epsilon_{33}^T / \epsilon_0$	1052.4
Coefficiente de acoplamiento electromecánico, k_t	0.45
Frecuencia de antirresonancia eléctrica (reactancia cero), f_a	3.17 Mhz

La Figura 6.3 muestra las formas de onda normalizadas experimental y simulada, para una configuración de ensayo por Trasmisión utilizando los citados transductores S1 y S2. El sensor S1 fue utilizado como receptor de las señales emitidas desde el elemento transmisor S2.

Existe una concordancia razonable entre las formas de onda experimental y simulada de esta Figura 6.3. El ligero desfase temporal y las diferencias en las amplitudes relativas, únicamente registrados en los últimos ciclos, pueden estar originados en parte por las interferencias causadas por las sucesivas reflexiones en las caras frontales de los transductores, debido a que en los experimentos éstos fueron posicionados coaxialmente dentro del agua, manteniendo una distancia muy próxima entre ambos con el objetivo de minimizar los efectos de la difracción.

Tabla 6.4. *Parámetros calculados para el circuito equivalente del transductor S2.*

Parámetro	Fórmula	Emisor-S2
Velocidad de la onda ultrasónica longitudinal a circuito abierto [v_t^D]	2 fa Espesor	4441 m/s
Impedancia acústica característica [Z_0A]	$\rho v_t^D A$	3.22 k Ω
Carga Frontal [R_f]	$Z_f A$	156 Ω
Carga Trasera [R_t]	$Z_t A$	156 Ω
Capacidad Intrínseca [C_0^S]	$\epsilon^S A / \tau v_t^D$	1102 pF
Constante Piezoeléctrica [h_{33}] ($\times 10^9$)	$((\rho)^{0.5} k_t v_t^D) / (\epsilon_{33}^S)^{0.5}$	1.94 V/m
Relación de Transformación [N]	$h_{33} C_0^S$	2.13 N/V

Tabla 6.5 *Parámetros calculados para la línea de transmisión con pérdidas contenida en el circuito equivalente del transductor S2.*

Magnitud	Fórmula	Valor
L	Z_0A / v_t^D	.72 H
C	$1 / Z_0A v_t^D$	70nf
R	$\omega L / Q$	191k Ω
G	-	0

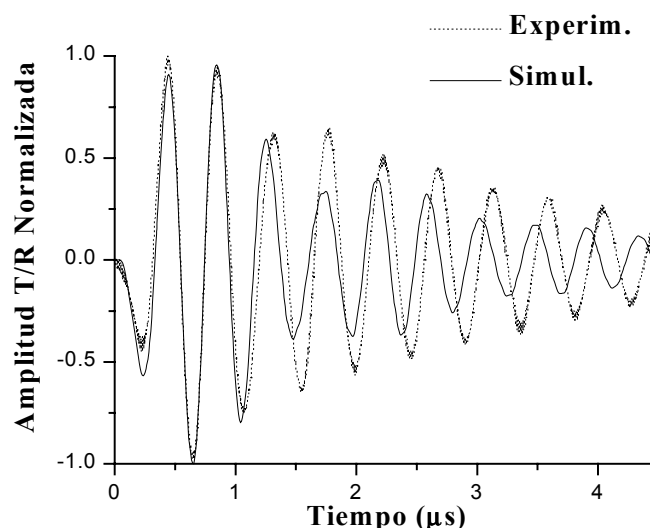


Figura 6.3 Respuestas temporales de Ensayo por Transmisión, simulada y medida, para los transductores (S2-S1).

6.3.2. Modelización de la respuesta ultrasónica básica en Pulso – Eco bajo excitación impulsiva en alta tensión.

La configuración ultrasónica pulso-eco es probablemente la más importante desde el punto de vista práctico. Este modo de operación, en el cual se busca combinar un desempeño óptimo en la transmisión y en la recepción, es ampliamente usado en sonares, imágenes biomédicas y ensayos no destructivos.

Se tomaron como ejemplo típico las propiedades del transductor S1 con el objetivo de analizar su respuesta Pulso – Eco /88/ mediante el esquema propuesto en la Figura 6.4. Los parámetros calculados para el circuito equivalente de este dispositivo fueron los representados en las tablas 6.1 y 6.2, excepto en lo que se refiere a la carga trasera de la cerámica, pues en este caso se asumió que dicha carga mecánica sobre la cara trasera era aire tanto en el proceso de emisión como en el de recepción. Debido a esto, se consideró un valor ($R_t = 0.05 \Omega$) para los dos bloques simbolizando a S1, de cara al proceso de simulación.

La configuración para modelar la respuesta pulso-eco se obtuvo haciendo algunas modificaciones en el esquema de la Figura 6.2, tal y como aparece en la Figura 6.4. En este caso, ambas piezo-cerámicas tienen los mismos parámetros geométricos y piezoeléctricos ($A_1 = A_2$), y la ganancia del elemento E2, a diferencia del caso de Ensayo por Transmisión, incluye sobre la expresión (6.2) el coeficiente de reflexión en la interface (material reflector) – (medio de propagación), supuesto un reflector plano ideal. Así, la expresión 6.3, representa la ganancia del elemento E2 para este caso de pulso-eco:

$$GAIN_3 = 2 e^{-\alpha x} (Z_2 - Z_1)/(Z_2 + Z_1) \tag{6.3}$$

donde Z_2 es la impedancia acústica del medio reflector

Z_1 es la impedancia acústica del medio de propagación

Para este caso, se ha incluido la resistencia de amortiguamiento (R_2) en el circuito receptor, como una primera aproximación muy simple que utilizaremos para simular algunos de los efectos adicionales provocados indirectamente por los elementos del circuito pulsador en la señal de eco.

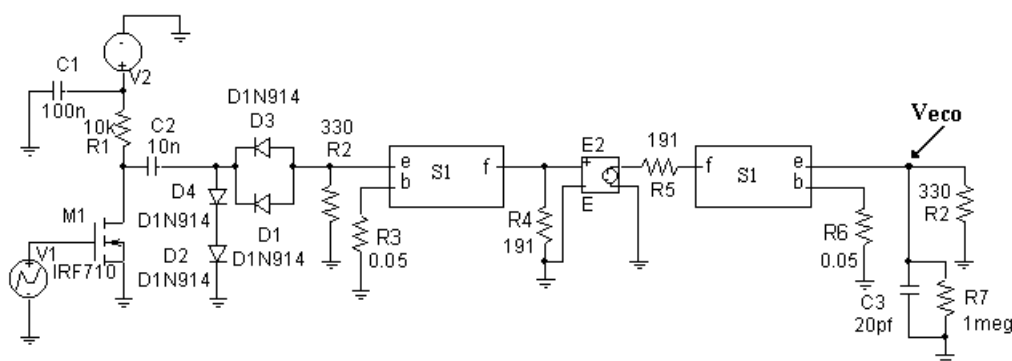


Figura 6.4 Modelo circuital simplificado propuesto para una simulación básica de respuestas temporales en un transceptor operado en modo Pulso-Eco.

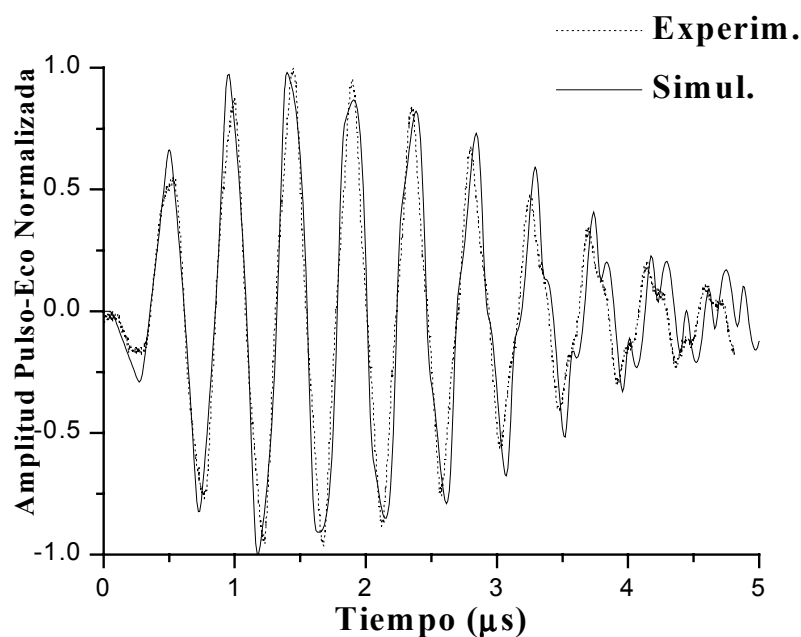


Figura 6.5 Respuestas temporales en modo Pulso-Eco, simulada y medida para el transductor S1.

La Figura 6.5 representa en el dominio del tiempo las respuestas de pulso-eco, experimental y simulada para el transductor S1. Se puede apreciar que existe una concordancia muy próxima en la forma de onda de ambas curvas.

6.3.3. Consideración de algunos elementos no lineales en emisión y recepción para las configuraciones de Ensayo por Pulso-Eco.

Para ecos a partir de cierta amplitud, el esquema de la Figura 6.4 no permitiría simular ciertos efectos no-lineales que aparecen en la electrónica durante la fase de recepción, puesto que dicho esquema únicamente considera el efecto de algunos elementos no lineales en la etapa transmisora. Estos elementos fueron introducidos en las Figuras 6.2 y 6.4 porque las interfaces electrónicas con los transductores típicos de END frecuentemente incluyen este tipo de dispositivos de conmutación no lineal y de redes semiconductoras, las cuales

influyen notablemente los pulsos de excitación y las señales de los ecos detectados /75,77,84/. Debe señalarse que las aproximaciones clásicas empleadas para modelar los transductores trabajando en este modo pulso-eco /49,111/ utilizan en general suposiciones ideales para la electrónica asociada y no consideran estas influencias de origen no lineal sobre los ecos, las cuales pueden ser sin embargo muy significativas en los casos de inspecciones industriales usando ultrasonidos de alta frecuencia.

Las aproximaciones hasta ahora propuestas en este capítulo ya tienen en cuenta estos aspectos no lineales para la etapa emisora en una forma similar a la de /77/, pero si se desea obtener una modelización de la respuesta temporal en recepción más ajustada a lo que ocurre en la realidad para ecos de gran amplitud, se deben considerar también más elementos del excitador interactuando con el circuito equivalente del receptor en condiciones de pulso-eco; por ejemplo, considerando el comportamiento transitorio complejo de algunos de los componentes rectificadores presentes en los circuitos de excitación en alto voltaje, típicos en END.

Bajo ciertas condiciones, estos rectificadores pueden ejercer efectos no-lineales perjudiciales para las señales eco-gráficas, los cuales deben ser tenidos en cuenta. Estos efectos podrían distorsionar seriamente algunos semiciclos positivos de las señales de eco que excediesen el umbral de conducción total de todos los diodos incluidos en las ramas rectificadoras del excitador.

En este sentido, la Figura 6.6 representa un diagrama circuital equivalente alternativo que hemos propuesto en /81/ para simular la respuesta pulso-eco, cuando se trabaja con señales de excitación de alto voltaje en condiciones de alta eficiencia, lo que provoca ecos de amplitud elevada. En este circuito equivalente se han incluido, dentro de la electrónica de

recepción, algunos elementos críticos del excitador, lo cual nos permitirá analizar mediante simulación los mencionados efectos no-lineales en recepción que pueden distorsionar muy notablemente las señales ecográficas.

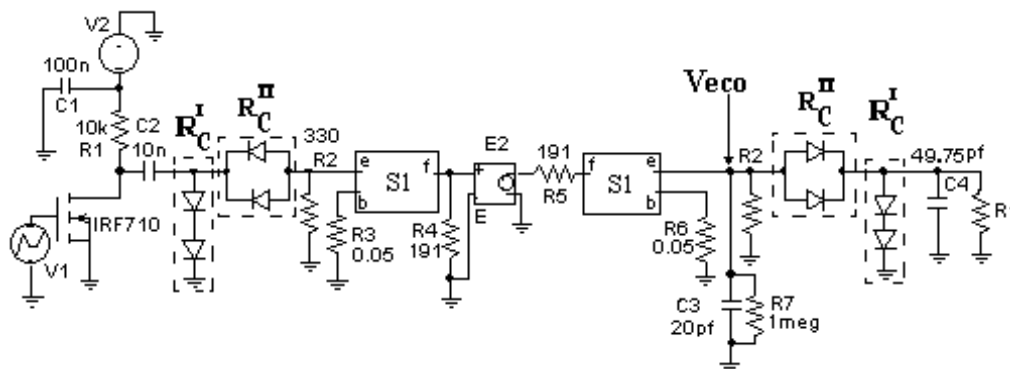


Figura 6.6 Circuito equivalente para un transceptor ultrasónico en modo pulso-eco, incluyendo efectos de elementos no lineales en la etapa de recepción.

En dicha Figura, los elementos rectificadores están señalizados dentro de las ramas serie y paralelo R_C^I y R_C^{II} . Los elementos C4, R1, y los diodos que aparecen en la etapa de recepción, representan la influencia residual de aquellos elementos del excitador que pueden provocar las distorsiones que se observan en la práctica, alterando los ecos de gran amplitud.

La Figura 6.7 muestra la comparación en el dominio del tiempo de una respuesta pulso-eco experimental y dos respuestas pulso-eco simuladas, obtenidas ambas en el nodo circuital **Veco** de la Figura 6.6. La forma de onda experimental y una de las respuestas simuladas fueron obtenidas bajo condiciones de excitación de baja amplitud y presentan muy buena concordancia. La curva que aparece con distorsión en los semiciclos positivos fue simulada para condiciones de excitación de gran amplitud. En este caso, la amplitud de los semiciclos positivos de los ecos producidos superaba el voltaje umbral conjunto de conducción de los diodos de las ramas R_C^I y R_C^{II} .

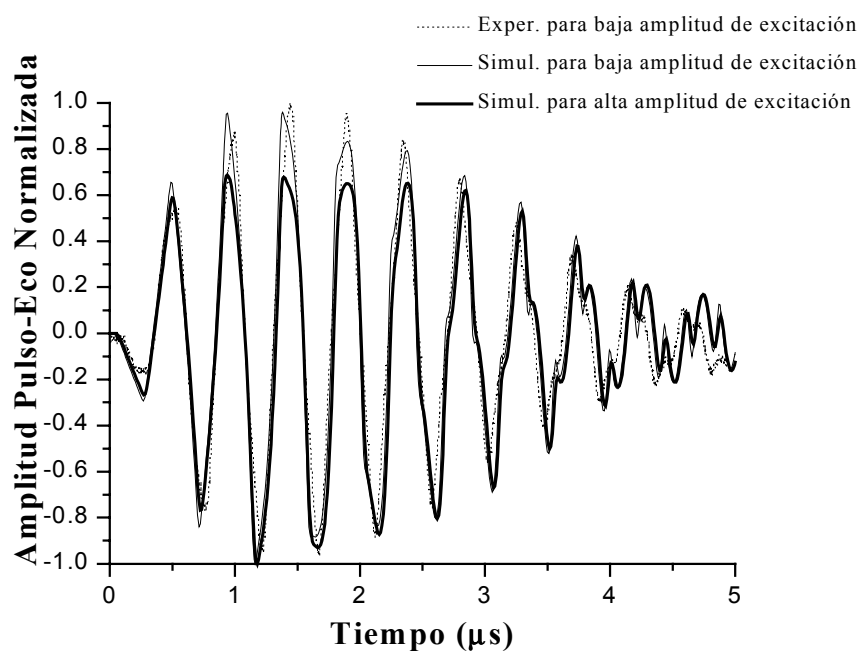


Figura 6.7 Comparación de respuestas pulso-eco experimental y simuladas bajo diferentes condiciones de excitación.

Con el objetivo de visualizar mejor los efectos asimétricos producidos en la señal para este último caso, y de hacer una comparación “cualitativa” con las otras dos respuestas obtenidas, cada una de las curvas de la Figura 6.7 fue normalizada con respecto a su valor máximo.

6.3.4. Simulación de otros aspectos presentes en aplicaciones reales de pulso-eco.

Aunque útil, el esquema de la Figura 6.4 no permite siempre un análisis riguroso del comportamiento real de la impedancia de los circuitos electrónicos vista desde el puerto eléctrico de la cerámica piezoeléctrica durante los procesos de transmisión y recepción, ni representa claramente (como acabamos de comentar en el epígrafe anterior) algunas de las condiciones experimentales reales que influyen en la respuesta Pulso – eco. Debe señalarse que, durante los procesos de transmisión–recepción vinculados a la respuesta pulso-eco, la impedancia eléctrica que se presenta en el puerto eléctrico del transductor tiene un

comportamiento diferente para cada proceso /31,32,78,79/. Este comportamiento cambiante de la impedancia eléctrica presentada a la entrada del puerto eléctrico se refleja en el eco recibido. Estos aspectos ya han quedado incorporados en el modelo circuital de la Figura 6.6.

Sin embargo, existen otros aspectos adicionales que están presentes en las aplicaciones reales. Por ejemplo, al analizar la respuesta pulso-eco, en muchas ocasiones el tiempo de retardo del eco recibido constituye una magnitud física de interés para el investigador. En el proceso pulso-eco real un pulso emitido por el transductor viaja a través de un medio hasta llegar a un reflector o a una superficie con un determinado índice de reflexión. Este pulso es reflejado en dicha superficie y luego retorna a través del medio hacia el transductor, transcurrido un tiempo determinado. El circuito de la Figura 6.4 no permite, al simular a partir de él la respuesta temporal del transductor, tomar en consideración ese retardo temporal del eco recibido por el transductor. La consideración de este tiempo de retardo permitiría añadir a la respuesta pulso-eco una referencia temporal frente al instante de disparo, como ocurre en la realidad práctica.

Un diagrama alternativo para simular la respuesta pulso – eco incluyendo dicho retardo de la señal es el propuesto en la Figura 6.8. Una línea de transmisión con pérdidas T1 se introduce en el circuito para representar conjuntamente: la atenuación (α), la impedancia característica del medio (Z_M) en la cara frontal del transductor, y para considerar el retardo del eco. La longitud “temporal” de esta línea de transmisión con pérdidas (análoga al medio de propagación), es la existente entre la cara frontal del transductor y la superficie reflectora. La impedancia característica de la superficie reflectora aparece representada en la Figura 6.8 por el resistor R5.

Este circuito resulta bastante intuitivo con respecto al fenómeno físico de la propagación y formación del eco, y en él las condiciones experimentales reales están más claramente representadas. Con este esquema es posible analizar todas las respuestas conjuntamente, en un mismo nodo circuital, común a las etapas electrónicas de emisión y recepción asociadas (**Veco**), tal y como ocurre en una situación pulso-eco real.

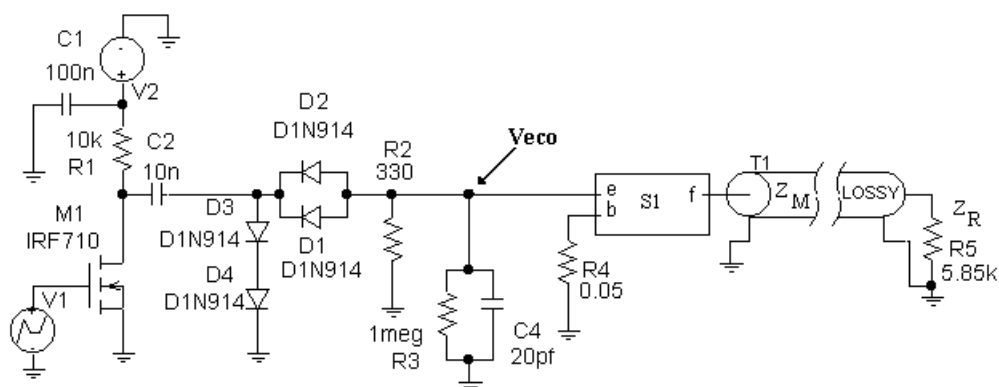


Figura 6.8 Esquema alternativo para pulso-eco considerando el retardo del eco.

Una comparación de las formas de onda obtenidas con el esquema de la Figura 6.4 y este esquema de la Figura 6.8, aparece representada en la Figura 6.9. Se aprecia una concordancia muy estrecha entre ambas formas de ondas lo que confirma la validez de ambas representaciones.

Por otra parte, para ecos de gran amplitud, y a diferencia de lo que ocurre con el diagrama de la Figura 6.4, el esquema de la Figura 6.8 posibilita además simular con precisión los efectos no-lineales antes comentados que distorsionaban los ecos recibidos y que eran considerados también de una forma aproximada en el modelo de la Figura 6.6. Esto es debido a que, en este caso, la simulación se realiza en un nodo circuital común a la electrónica de emisión-recepción (**Veco**), donde se refleja la interacción y el comportamiento transitorio de los componentes de ambos bloques electrónicos de emisión y de recepción.

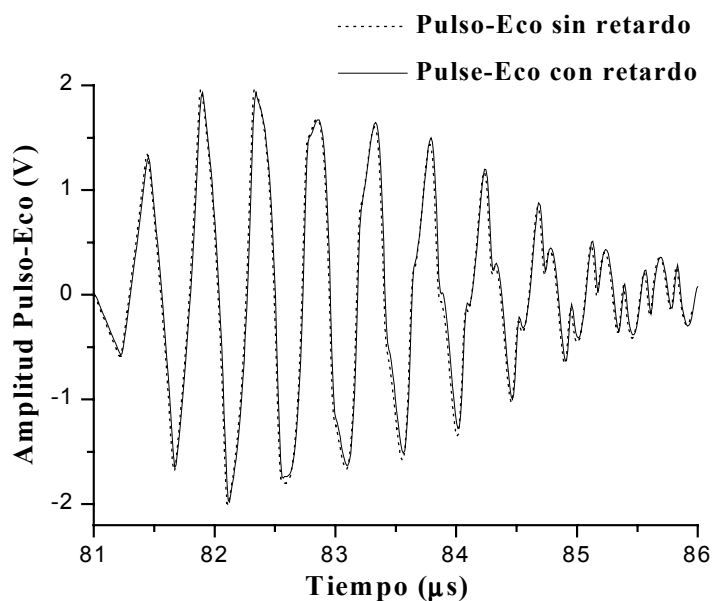


Figura 6.9 Comparación de las respuestas de eco simuladas mediante los dos modelos circuitales alternativos propuestos.

6.4. Recapitulación sobre la precisión de los datos constructivos utilizados y de los modelos propuestos en este capítulo.

Como resumen del comportamiento de los nuevos modelos y esquemas de simulación que hemos propuesto en este capítulo, se puede afirmar que los resultados de simulación obtenidos para las señales ultrasónicas finales, del proceso de emisión-recepción en configuraciones ultrasónicas concretas, presentan desde un punto de vista cualitativo una similitud bastante aceptable con las mediciones experimentales llevadas a cabo, especialmente en lo que se refiere a las formas de onda. Esto se cumple tanto para Ensayos por Transmisión como para los de tipo Pulso-Eco.

Los resultados compatibles obtenidos para pulso-eco (con ecos de pequeño voltaje y cuando los otros aspectos no ideales comentados sean de poca trascendencia), mediante las tres

aproximaciones distintas propuestas en este capítulo para modelar situaciones específicas concretas, permiten validar en primera instancia los modelos asociados a dichas aproximaciones. Una vez demostrada la coherencia de estos tres modelos circuitales propuestos en este capítulo para el caso de pulso-eco (en cuanto a los resultados para casos comparables: ecos de baja amplitud, que es el caso más usual), en los restantes capítulos usaremos extensiones y modificaciones del esquema equivalente de la Figura 6.4, debido a su mayor simplicidad conceptual y considerando siempre señales de baja amplitud.

Sin embargo, aunque se han mostrado amplitudes relativas en las gráficas del capítulo, también se han analizado en algunos casos las amplitudes absolutas para evaluar también este aspecto. Así, hemos podido constatar discrepancias en amplitud, frente a las formas de onda de las señales experimentales de recepción, en general en todas las simulaciones efectuadas en base a estos modelos, específicamente en este aspecto de amplitud de señal; y en algunos casos se han llegado a registrar desviaciones en la magnitud de estas señales que superaban el 100%.

Estas notables discrepancias en amplitud (escasamente tratadas en la bibliografía para este tipo de simulaciones) con las mediciones experimentales, se pueden deber a posibles limitaciones que aún presentan estos nuevos modelos para algunas situaciones prácticas de visualización ultrasónica, a pesar de las mejoras introducidas. Pero también cabe achacar parte de estas discrepancias a la escasa precisión con la que se conocen normalmente los parámetros internos utilizados en este tipo de simulaciones.

Con la finalidad de poder reducir al mínimo estas discrepancias, en los capítulos posteriores de esta memoria, se introducen diversas novedades tanto en la estimación de parámetros como en la precisión de los propios modelos de los transceptores ultrasónicos.

Así, en el siguiente Capítulo 7 se acomete la concepción y puesta a punto de un nuevo procedimiento, basado en técnicas de inteligencia artificial, para la estimación de parámetros internos en cerámicas piezoeléctricas y en transductores ultrasónicos de banda ancha, un tema tradicionalmente difícil de resolver. Por otra parte, en el capítulo 8 se introducen nuevos aspectos no ideales en todos los modelos involucrados, y cuyo planteamiento preliminar se ha realizado a lo largo del capítulo presente. Con ello se buscará aumentar su grado de ajuste con las situaciones y equipamientos reales en visualización y evaluación no destructiva mediante ultrasonidos.

CAPITULO 7

NUEVO PROCEDIMIENTO BASADO EN ALGORITMOS
GENÉTICOS PARA ESTIMACIÓN PARAMÉTRICA EN
ELEMENTOS PIEZOELÉCTRICOS Y TRANSDUCTORES
ULTRASÓNICOS DE BANDA ANCHA

CAPÍTULO 7

NUEVO PROCEDIMIENTO BASADO EN ALGORITMOS GENÉTICOS PARA ESTIMACIÓN PARAMÉTRICA EN ELEMENTOS PIEZOELÉCTRICOS Y TRANSDUCTORES ULTRASÓNICOS DE BANDA ANCHA

7.1. Introducción y Contenido del Capítulo.

En este capítulo se describe en detalle el desarrollo de un nuevo procedimiento basado en la utilización de una técnica de inteligencia artificial, concretamente los algoritmos genéticos, para la estimación o identificación de algunos parámetros constructivos y de operación de transductores ultrasónicos ya construidos y de los que depende notablemente su respuesta. Se detallan métodos específicos, con tres implementaciones diferentes, para la estimación de parámetros internos tanto en cerámicas piezoeléctricas como en transductores ultrasónicos dotados de sección de amortiguamiento acústico, como los utilizados para visualización, es decir de banda ancha. Estos datos resultan necesarios para poder realizar con mayor precisión las simulaciones de las respuestas del sistema ultrasónico completo

En la primera parte de este capítulo se presenta una implementación preliminar del procedimiento y se muestra su aplicación en la estimación de los parámetros de un resonador piezoeléctrico con pérdidas, vibrando en modo “espesor”. Se plantea primero la necesidad de la estimación de parámetros en resonadores piezoeléctricos, y se enumeran brevemente algunos métodos previos, para la determinación de dichos parámetros, que han sido propuestos en la literatura. El modelo físico y la función de ajuste correspondientes que

hemos utilizado para realizar la estimación son descritos en secciones posteriores. También se describen los pasos de que consta el procedimiento y los operadores genéticos empleados en esta implementación del mismo. Finalmente se muestran los resultados de estimación obtenidos en un primer ejemplo de aplicación, para un disco piezocerámico de metaniobato de plomo, los cuales son contrastados con las respectivas curvas de referencia experimentales.

En la segunda parte de este capítulo, presentamos otras dos implementaciones de los Algoritmos Genéticos, las cuales son aplicadas para la estimación de parámetros constructivos internos en transductores piezoeléctricos ultrasónicos de banda ancha. En una primera sección se presenta el modelo del transmisor piezoeléctrico aplicado dentro del proceso de estimación. En una segunda sección son descritas las características de estas dos implementaciones de los AGs, incluyendo sus correspondientes funciones de ajuste y los operadores genéticos utilizados. Más adelante se presentan los resultados de estimación obtenidos con estas implementaciones.

En resumen, el objetivo de la primera implementación es confirmar la idoneidad de este tipo de procedimientos en condiciones de banda ancha, mientras que, para el caso de la segunda, los resultados son confirmados mediante mediciones experimentales.

7.2. Método propuesto para la estimación de parámetros constructivos en resonadores piezocerámicos.

Cuando se realizan tareas de modelización, simulación u optimización de transductores piezocerámicos, el conocimiento de los valores aproximados de los parámetros internos de su material piezoeléctrico es una información que siempre resulta de gran utilidad para poder cumplimentar con éxito todas estas tareas. Por otra parte, la caracterización de los materiales piezoeléctricos con pérdidas, se puede realizar habitualmente mediante la determinación de

las constantes del material, a partir de datos de la impedancia eléctrica de entrada en resonadores construidos con esos materiales .

En este epígrafe presentaremos una primera implementación de un Algoritmo Genético utilizada para estimar algunos parámetros constructivos de un resonador piezoeléctrico constituido por un disco cerámico. Así analizaremos la adecuación de este tipo de algoritmos en una estructura sencilla, constituida por un simple resonador, antes de abordar la estimación en transductores ultrasónicos de estructura más compleja, como los utilizados en aplicaciones de visualización ultrasónica.

Como muestra del interés existente en la caracterización de estos materiales piezoeléctricos, y en particular en la determinación de sus parámetros característicos, han sido propuestos diferentes métodos con esta finalidad /45,51,74,108/. En general están basados en el ajuste de algunos puntos de la impedancia eléctrica de entrada medida.

Utilizando el procedimiento que describiremos a continuación, y a partir de la medida experimental de la curva de impedancia eléctrica en función de la frecuencia, se pueden estimar directa o indirectamente diferentes parámetros constructivos (piezoeléctricos, dieléctricos y mecánicos) de un resonador piezocerámico. Los parámetros que estimaremos en un ejemplo considerado serán los siguientes: la capacidad intrínseca (“clamped”), el coeficiente de acoplamiento electromecánico, la frecuencia de resonancia nominal y la tangente de pérdidas mecánicas.

7.2.1. Modelo de la impedancia eléctrica de entrada de un resonador piezoeléctrico, empleado en el proceso de estimación.

Con el propósito de obtener un procedimiento de estimación que nos ofrezca una

aproximación suficientemente buena, la opción de cálculo genético aquí propuesta debe ser complementada con algún modelo físico preciso que describa el comportamiento del resonador piezocerámico. Una adecuada complementación debe garantizarnos poder realizar un proceso de búsqueda de los parámetros hacia zonas del espacio de soluciones, que se correspondan, o estén enmarcadas, dentro del conjunto de soluciones posibles que el modelo físico puede ofrecer. Para lograr ese objetivo en esta primera implementación, nos apoyamos en la expresión analítica de la impedancia eléctrica de entrada de un resonador piezoeléctrico con pérdidas mecánicas, vibrando en modo “espesor”. Esta expresión aparece detallada a continuación/93/:

$$Z(\omega) = \frac{1}{j\omega C_0^S} \left[1 - k_t^2 \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\gamma}{2}\right) (1 + jt g \delta_m)^{-1/2}}{(\gamma/2) (1 + jg \delta_m)^{1/2}} \right] \quad (7.1)$$

donde $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular, k_t es el coeficiente de acoplamiento electromecánico, δ_m es la tangente de pérdidas mecánicas, C_0^S representa la capacitancia intrínseca del piezoeléctrico, y

$$\gamma = \omega d / (c_{33}^D / \rho)^{1/2} = \pi f / f_2 \quad (7.2)$$

donde ρ es la densidad, d es el espesor del disco piezocerámico y f_2 es la frecuencia de resonancia nominal (también denominada frecuencia crítica superior, o de impedancia máxima (sin pérdidas) /1/). Las pérdidas mecánicas han sido introducidas mediante una constante elástica compleja c_{33}^D , tal y como se describe en /93/.

De acuerdo con la expresión (7.1), existen entonces cuatro parámetros que permiten determinar la impedancia eléctrica de entrada del resonador en función de la frecuencia f : C_0^S

k_t , $\tan \delta_m$ y f_2 . A partir de estos parámetros del resonador, es posible obtener las constantes elástica c_{33}^D , dieléctrica ϵ_{33}^S y piezoeléctrica h_{33} , si se conocen el espesor d , el área de los electrodos A , y la densidad del material piezocerámico, tal y como aparece en las expresiones (7.3), (7.4) y (7.5).

$$C_0^S = A\epsilon_{33}^S / d \quad (7.3)$$

$$k_t = h_{33} \left(\epsilon_{33}^S / c_{33}^D \right)^{\frac{1}{2}} \quad (7.4)$$

$$(c_{33}^D)^* = c_{33}^D (1 + j \tan \delta_m) \quad (7.5)$$

La estimación de estos cuatro parámetros C_0^S , k_t , $\tan \delta_m$ y f_2 es realizada entonces a partir de datos medidos en la impedancia eléctrica de entrada del resonador y utilizando la primera implementación basada en AGs, de las tres que presentamos en esta memoria.

7.2.2. Selección de parámetros a estimar. Pasos del procedimiento de estimación utilizado en todas las implementaciones.

La selección de los parámetros a estimar, en todas las implementaciones que presentaremos y que están basados en este procedimiento, fue hecha tomando en cuenta la relevancia acústica de los mismos para el conocimiento del investigador y del diseñador de transductores, así como el grado de dificultad de su medición o estimación práctica.

A continuación se explican brevemente los pasos seguidos en el procedimiento de estimación propuesto en esta memoria, y que será implementado a través de tres métodos aplicados a casos específicos de estimación.

Los parámetros a estimar fueron representados mediante una cadena binaria de caracteres. La población inicial fue creada aleatoriamente y posteriormente evaluada. Después de cada evaluación se seleccionó la mitad de la población cuyos miembros obtenían los valores más pequeños (menor error) en la función de ajuste empleada.

En el proceso de cruce, cada par de cromosomas seleccionados para cruzarse fue tomado aleatoriamente y se utilizó un operador de punto de cruce único. (Ver Figura 4.2). Después de la aplicación de los operadores reproductivos, el resto de los miembros de la nueva generación (un 50 %) fue creado aleatoriamente. Este último paso contribuye también al mantenimiento de la diversidad de la población en cada generación.

7.2.3. Función de ajuste y principales parámetros genéticos empleados en la primera implementación.

La eficacia del proceso de estimación esta notablemente influenciada por el tipo de función de ajuste que se utilice en el mismo. En nuestra implementación seleccionamos, como función de ajuste, el error cuadrático medio (ECM) entre los valores de impedancia medidos y los calculados para la curva de variación frecuencial en la banda correspondiente al modo fundamental. En consecuencia la función de ajuste se definió tal y como aparece a continuación:

$$F_{\text{ajuste}} = \left(\sum_{i=1}^N \left((R_i^{\text{est}} - R_i^{\text{exp}})^2 + (X_i^{\text{est}} - X_i^{\text{exp}})^2 \right) / N \right)^{1/2} \quad (7.6)$$

donde N es el número de muestras, R_i y X_i son las partes reales e imaginarias de los valores de impedancia en cada punto de muestreo. Los super-índices “est” y “exp” corresponden a los valores estimados y experimentales de cada curva.

Los principales parámetros “genéticos” utilizados en esta implementación aparecen representados en la Tabla 7.1

Tabla 7.1 Principales parámetros genéticos

Operadores	Valores
Tamaño de la población	100
Probabilidad de cruce	1
Probabilidad de mutación	0.01
Número de generaciones	30

La elección de algunos de estos valores para los parámetros genéticos, como el tamaño de la población y el número de generaciones se ha hecho teniendo en cuenta, (en todas las implementaciones que se presentan), las características específicas de cada uno de los casos de estimación. Las probabilidades de cruce y de mutación si conservan los valores en todos los casos analizados. La probabilidad de mutación escogida tiene un valor suficientemente pequeño, lo cual previene las posibles fluctuaciones significativas en el promedio de los valores objetivos de la población.

7.2.4. Resultados del proceso de estimación de parámetros aplicado a un disco piezocerámico de metaniobato de plomo.

En esta primera aplicación del proceso de estimación, se utilizó un resonador constituido por un disco piezocerámico PZ35 del fabricante Ferroperm ®.

Se midieron las curvas experimentales de la impedancia eléctrica $Z(f)$ y la admitancia $Y(f)$ complejas, en un analizador de impedancia HP 4194A.

Los datos de impedancia $Z(f)$ medidos fueron utilizados directamente, dentro del proceso de ajuste necesario para obtener los parámetros estimados, tal y como aparece expresado en (7.6). Los datos de la admitancia $Y(f)$ medidos fueron utilizados para contrastar con las correspondientes curvas de admitancia calculadas a partir de los parámetros estimados.

Los valores finales obtenidos para los parámetros estimados en este resonador aparecen representados en la tabla 7.2

Las Figuras 7.1 (a-b) muestran las curvas calculadas y experimentales para la impedancia eléctrica de entrada. Las curvas calculadas fueron obtenidas con los valores estimados del resonador que aparecen en la Tabla 7.2. Puede apreciarse que en general existe una buena concordancia entre las curvas experimental y estimada de ambas figuras.

Tabla 7.2 *Parámetros estimados para el resonador piezoeléctrico PZ35*

Parámetros	Valores
Capacidad intrínseca (“clamped”)	90.43 pF
Tangente de pérdidas mecánicas	0.054
Frecuencia de resonancia nominal	2.103 MHz
Coefficiente de acoplamiento	0.311

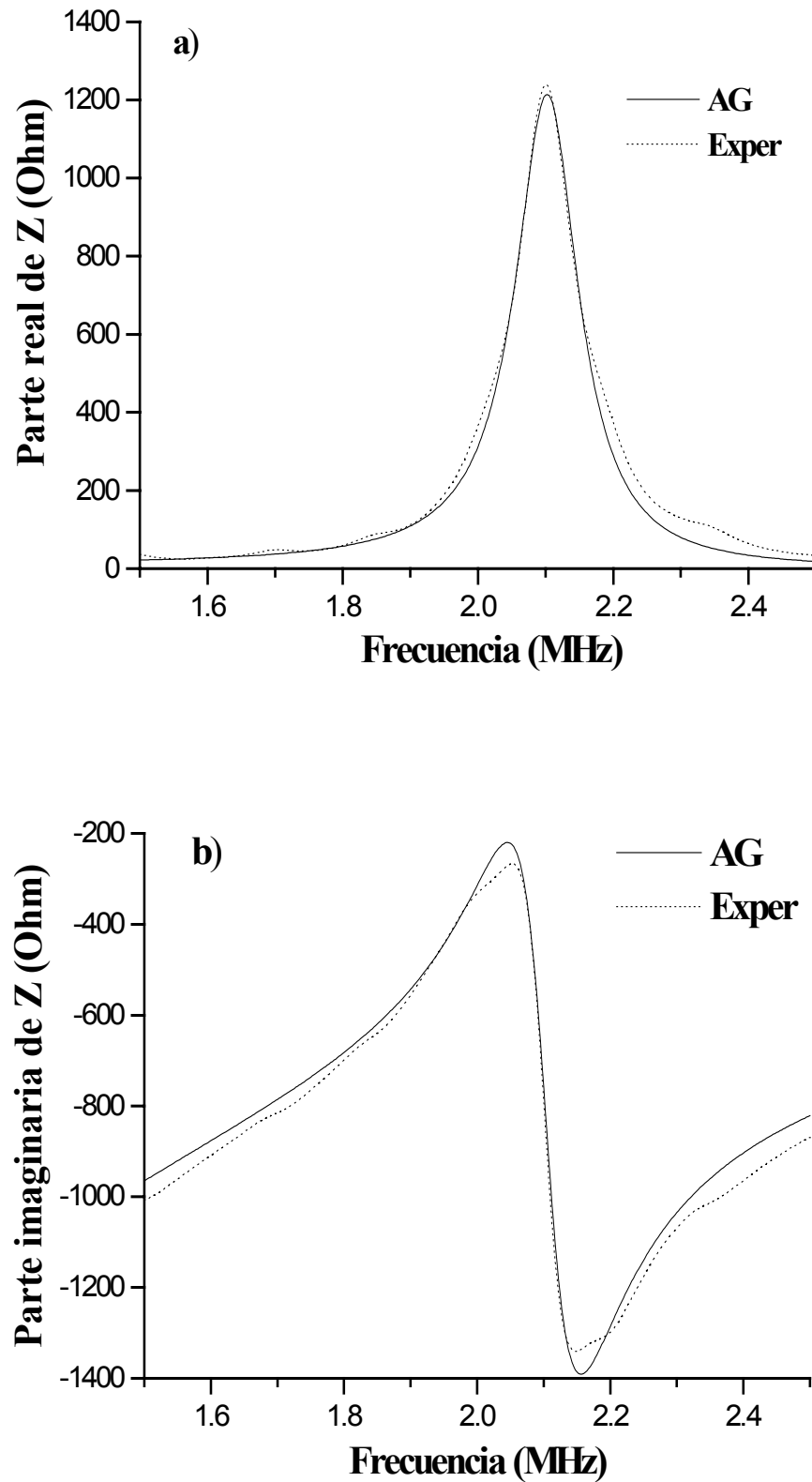


Figura 7.1 Comparación entre las curvas experimental (línea discontinua) y estimada (línea continua) de la Impedancia Eléctrica. a) Parte real b) Parte imaginaria

La Figura 7.2 (a-b) muestra las curvas experimentales, y las calculada con los datos estimados, de la admitancia eléctrica (Y). Puede apreciarse una pequeña discrepancia en las amplitudes de los picos para la conductancia eléctrica (Figura 7.2a). Esto es debido a que la función de ajuste utilizada en este trabajo se construyó con los valores de impedancia (7.6). Como consecuencia se produce lógicamente una mayor coincidencia en las curvas de la impedancia, puesto que ésta es la función involucrada en el calculo de los sucesivos ajustes. Las partes imaginarias de la admitancia concuerdan bastante bien, mientras que la mayor discrepancia “aparente” observada para valores altos de la conductancia eléctrica de entrada se debe a que, estamos considerando los errores “absolutos” de impedancia (ver expresión 7.6) y estos, casualmente en la zona del máximo de conductancia, representan errores relativos de cierta consideración que resultan realzados (en valor absoluto) a través de su influencia en la zona del máximo de esta última función.

Los resultados aquí presentados corresponden a una ejecución particular del procedimiento aunque todas las ejecuciones abordadas dieron resultados similares. En este caso, durante la evolución del proceso de estimación, los valores iniciales y finales del error cuadrático medio fueron 150.3 y 47.9 Ohms respectivamente. En la Figura 7.3 aparece representada la evolución del error cuadrático medio en función del número de generaciones.

Puede apreciarse que este error disminuye notablemente hasta la décimoquinta generación, valor a partir del cual ya no decrece tan rápidamente y tiende a estabilizarse. Esta estabilidad del error cuadrático medio, en valores cercanos a 45 Ohm, puede ser debida en parte a que las distorsiones y “no idealidades” existentes en la curva experimental, con respecto a la curva objetivo utilizada, limitan el proceso de convergencia del error hasta un determinado valor, que representa una cota inferior para el mismo.

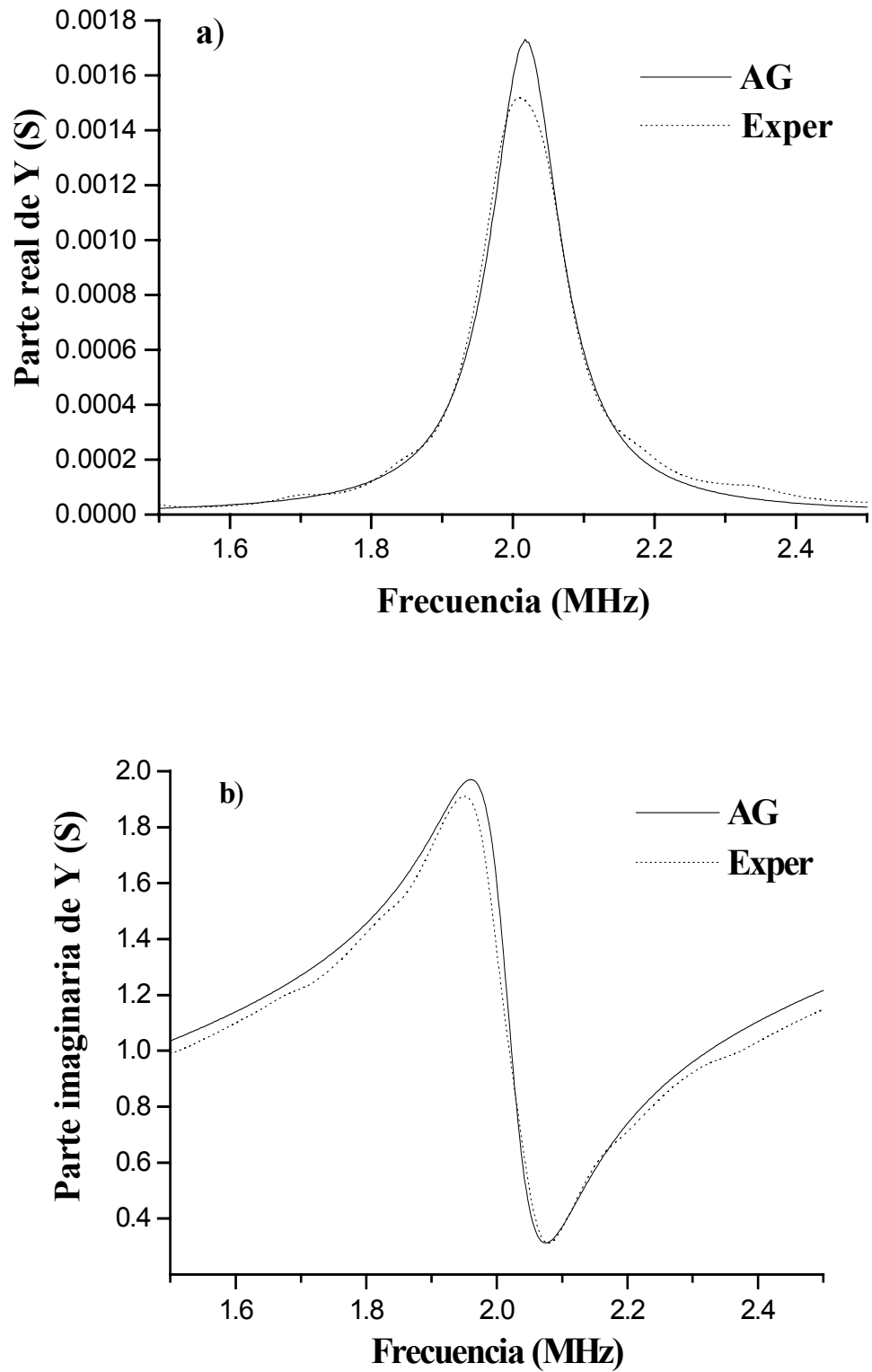


Figura 7.2 Comparación entre las curvas experimental (línea discontinua) y estimada (línea continua) de la Admitancia Eléctrica. a) Parte real b) Parte imaginaria .

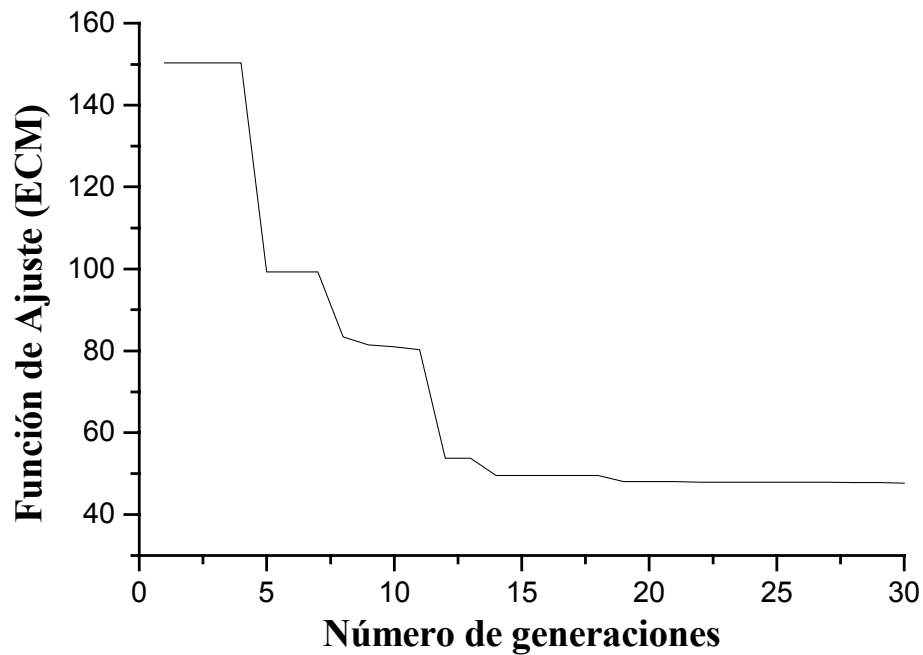


Figura 7.3 Evolución del error cuadrático medio en función del número de generaciones.

Los resultados de estimación obtenidos con este procedimiento basado en AGs, pueden ser optimizados mediante la utilización de un algoritmo clásico denominado BFGS (Broyden, Fletcher, Goldfarb, Shanno), perteneciente al Toolbox de Optimización de Matlab. Este algoritmo de optimización aparece implementado en la función “fmincon”, la cual hemos empleado para cumplimentar nuestro propósito. De esta forma podremos valorar mejor la precisión obtenida con nuestro procedimiento de estimación. Durante la evolución de este proceso adicional de optimización, los valores iniciales y finales del error cuadrático medio fueron 47.9 y 31.50 Ohms respectivamente. En la Tabla 7.3 aparece representada una comparación entre los valores estimados mediante el procedimiento basado en AGs, y los valores finales optimizados de esos mismos parámetros. En ninguno caso, la variación relativa entre ambos valores llega a ser mayor del 10 % para ninguno de los parámetros.

Tabla 7.3 Comparación entre los valores estimados para los parámetros mediante el procedimiento basado en AGs, y estos valores una vez optimizados mediante el algoritmo BFGS.

Parámetros	Valores AG sin optimizar	Valores AG optimizados
Capacidad intrínseca (“clamped”)	90.43 pF	87.25 pF
Tangente de pérdidas mecánicas	0.054	0.059
Frecuencia de resonancia nominal	2.103 MHz	2.103 MHz
Coefficiente de acoplamiento electromecánico	0.311	0.316

Las Figuras 7.4 (a-b) muestran las curvas experimentales y las calculadas, de la impedancia eléctrica de entrada, a partir de los valores de los parámetros estimados mediante AGs y también de estos mismos una vez optimizados. Puede apreciarse que en general, y aunque muy ligera, en la Figura 7.4 b) existe una mejor concordancia entre la curva experimental y la AG optimizada, que con respecto a la curva estimada mediante AGs. Sin embargo, para el caso de la Figura 7.4 a) se observa un efecto contrario en la zona del máximo.

Las Figuras 7.5 (a-b) muestran los resultados obtenidos para la admitancia eléctrica (Y). En este caso puede apreciarse que, aunque pequeña, siempre existe una mejor concordancia entre la curva experimental y optimizada.

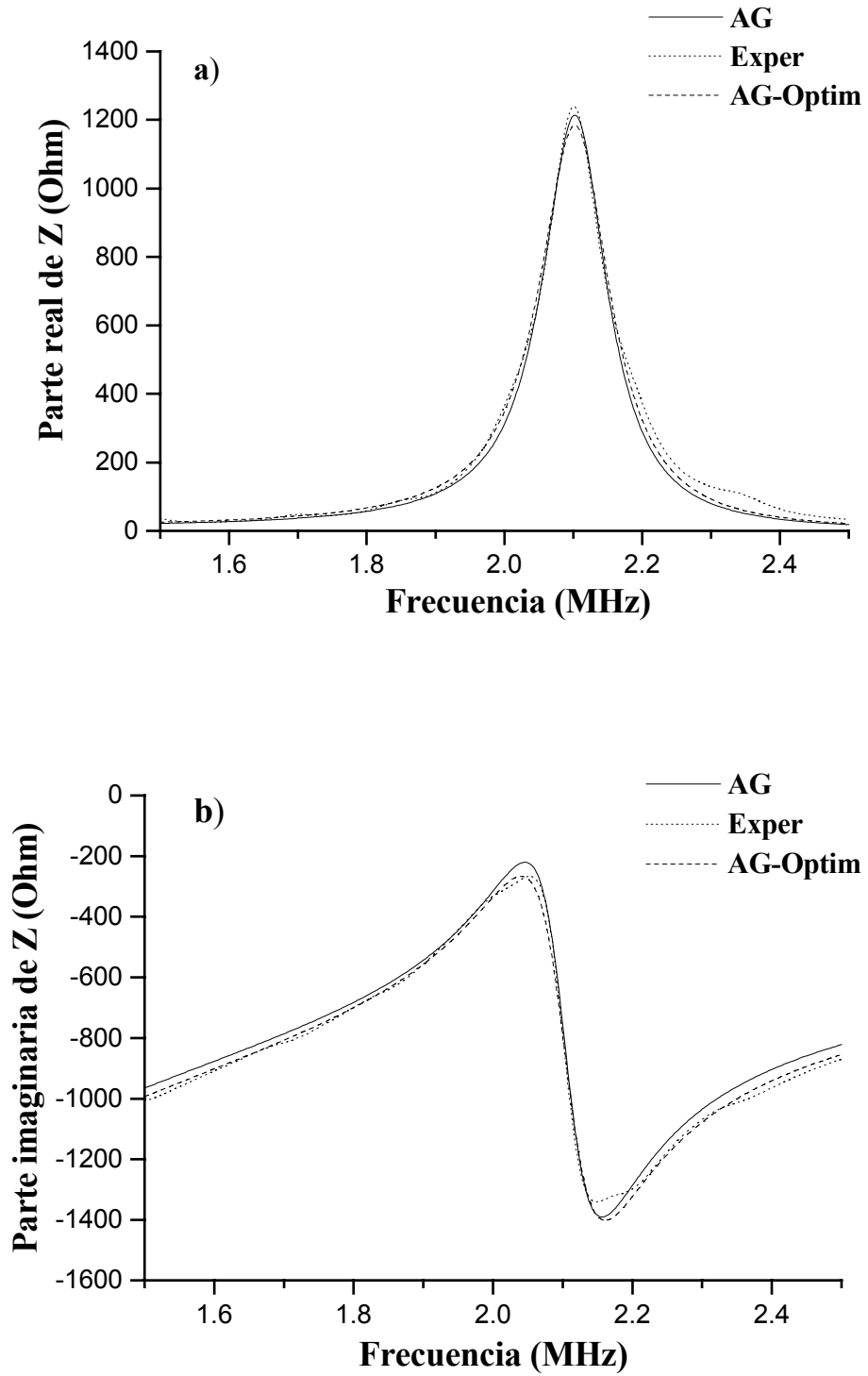


Figura 7.4 Comparación entre las curvas experimental (línea de puntos), estimada mediante los AGs (línea sólida) y estimada AG con valores optimizados (línea sólida discontinua) de la Impedancia Eléctrica. a) Parte real b) Parte imaginaria

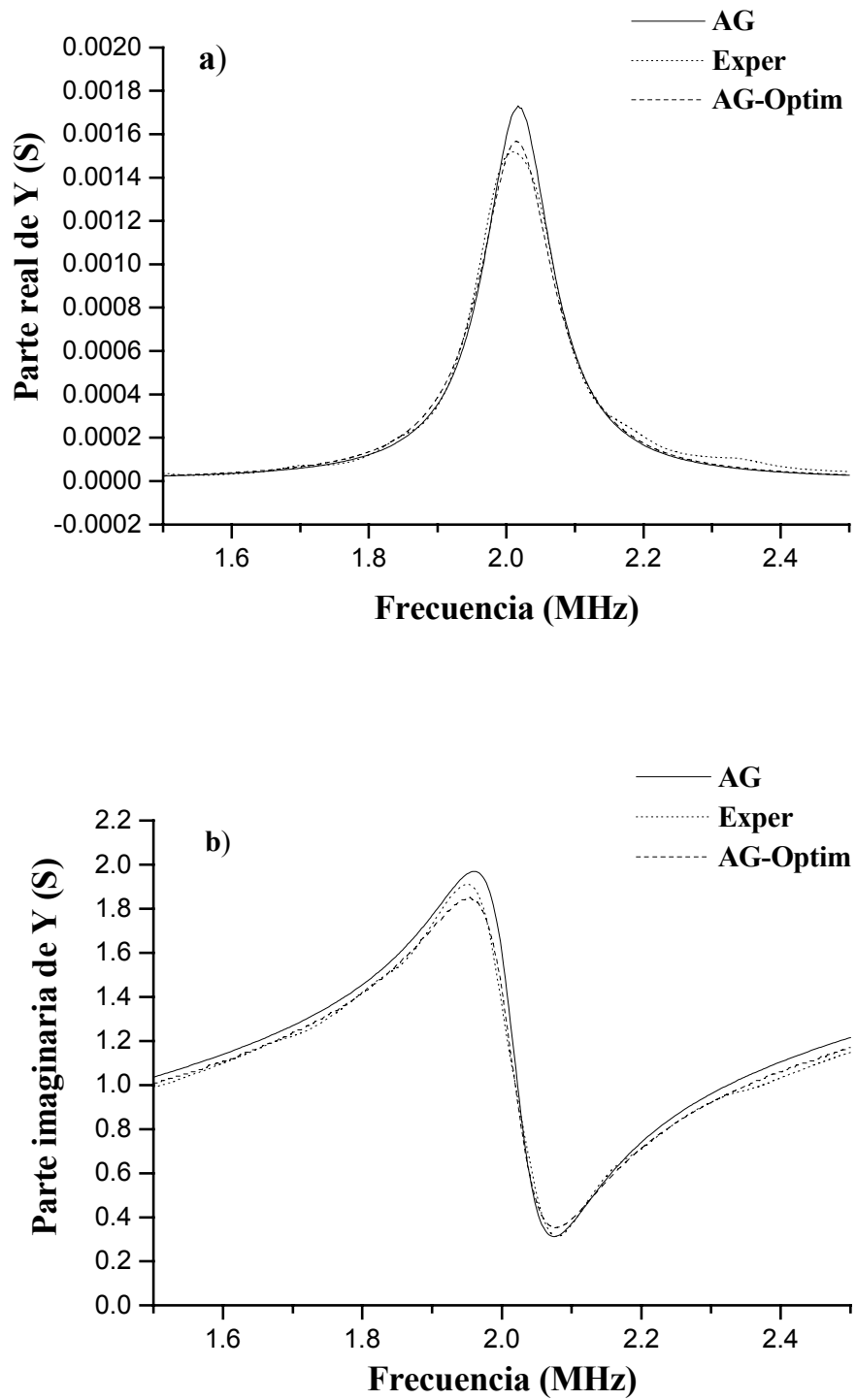


Figura 7.5 Comparación entre las curvas experimental (línea de puntos), estimada mediante los AGs (línea sólida) y estimada con valores optimizados (línea sólida discontinua) de la Admitancia Eléctrica. a) Parte real b) Parte imaginaria.

Resumiendo, mediante este primer caso de aplicación de nuestro procedimiento de estimación, basado en AGs, hemos demostrado la viabilidad del mismo para la estimación de parámetros constructivos en piezocerámicas. En una etapa posterior de este epígrafe, y a manera de ensayo muy preliminar para verificar el grado de ajuste del procedimiento AG, sus resultados fueron optimizados mediante el algoritmo BFGS que esta disponible en el Toolbox de Optimización de Matlab. La variación relativa de estos valores optimizados, con respecto a los valores estimados por AGs sin optimizar, no fue superior al 10 % para ninguno de los parámetros. Esto nos permite confirmar nuestra idea inicial acerca de la viabilidad y conveniencia de empleo del procedimiento basado en AGs, para la estimación de parámetros en transductores piezocerámicos. Una vez confirmada la viabilidad de esta vía de estimación, en los epígrafes siguientes mostraremos su empleo para la estimación de parámetros constructivos y de funcionamiento en transductores ultrasónicos piezoeléctricos con estructuras más complejas, como los utilizados para aplicaciones de banda ancha.

7.3. Método propuesto para la estimación de parámetros constructivos y de funcionamiento para transductores ultrasónicos piezoeléctricos de banda ancha.

Los transductores piezoeléctricos de banda ancha constituyen componentes claves dentro de muchos sistemas ultrasónicos de emisión-recepción de los cuales forman parte, y que son ampliamente utilizados en diversas aplicaciones médicas e industriales, entre las que destacan el diagnóstico eco-gráfico y los ensayos no destructivos. La respuesta global de estos sistemas ultrasónicos depende notablemente de las interacciones entre las diferentes etapas que los constituyen: las etapas piezoeléctricas, las electrónicas y las de interacción con el medio de propagación de la onda. Mas específicamente, los aspectos ultrasónicos dentro de estos sistemas son altamente influenciados por los parámetros del transductor piezoeléctrico.

Sin embargo, a pesar de esto, frecuentemente existe un conocimiento muy escaso de los detalles de construcción internos y de las características físicas de estos dispositivos transductores. Esto se hace más evidente cuando se emplean transductores cuyo diseño y construcción resultan desconocidos para el usuario.

En este caso, al igual que en el analizado en el epígrafe 7.2, el conocimiento de los valores aproximados de los parámetros del transductor, es necesario para el modelado y simulación de los sistemas ultrasónicos, especialmente cuando se emplean “palpadores” comerciales de END donde los detalles de construcción del dispositivo piezoeléctrico son desconocidos. La posibilidad de estimar estos parámetros, nos permitirá además poder optimizar el comportamiento del transductor, tomando en cuenta algunas magnitudes que lo determinan y entre las cuales están: la eficiencia electroacústica, el rango dinámico en las señales recibidas o la resolución axial en las informaciones eco-gráficas resultantes.

Como ya mencionamos en el epígrafe 7.2, han sido propuestos algunos métodos para la determinación de los coeficientes del material constitutivo de los resonadores piezoeléctricos /45,51,74,108/. Sin embargo, en el caso de transductores de banda ancha no existen aproximaciones similares y únicamente han sido propuestos algunos modelos que consideran a los transductores ultrasónicos como una “caja negra” sin tener en cuenta los parámetros piezoeléctricos y de construcción /7,57/.

Tal y como ya se adelantó en el epígrafe 4.3.1, no ha sido propuesta aún una solución general para poder estimar los parámetros en transductores ultrasónicos de banda ancha. Existe un trabajo previo donde se emplean los AGs para la estimación de los parámetros de un modelo, representado por un desarrollo en serie de potencias, y el cual se aplica a un transductor pero de tipo capacitivo /122/. No obstante, dicha estimación no esta relacionada

directamente con los parámetros constructivos internos del transductor, el cual es uno de los principales objetivos del método que describiremos a continuación.

En este epígrafe presentaremos dos métodos de estimación, basados en dos nuevas implementaciones del procedimiento propuesto de AGs, los cuales serán aplicados a la estimación de parámetros tanto constructivos como de funcionamiento en transductores piezoeléctricos ultrasónicos de banda ancha.

7.3.1. Modelo aplicado dentro de la primera implementación del procedimiento de estimación para transductores ultrasónicos piezoeléctricos de banda ancha.

Al igual que en el proceso de estimación presentado en el epígrafe 7.2, y con el propósito de obtener un método que nos permita obtener una aproximación suficientemente buena, decidimos emplear un modelo que representase adecuadamente la estructura formal de un transductor de banda ancha actuando como transmisor ultrasónico. Para ello se tomó como punto de partida un trabajo referenciado en la literatura /101/. En dicho trabajo se realiza una implementación del modelo KLM /50/ para el transductor piezoeléctrico, basada en el uso de las matrices de transferencia en el dominio de la frecuencia. Empleando dichas matrices de transferencia y apoyándose en un programa de cálculo computacional, se obtuvieron en dicho trabajo diferentes magnitudes de interés asociadas al transductor piezoeléctrico. Dentro de estas funciones que pueden ser calculadas, se encuentran el módulo de la Función de Transferencia en Emisión $|FTE(\omega)|$, el cual aporta informaciones claves para el análisis del proceso de emisión ultrasónica en el dominio de la frecuencia.

Como asumimos, en primera aproximación, que los parámetros analizados pueden ser estimados a partir de las características de transmisión, hemos empleado la sección de transmisión de un esquema correspondiente a un transductor piezo-cerámico con contramasa

(Figura 7.6), la cual se adhiere generalmente a la cara trasera del disco piezoeléctrico para ensanchar la banda frecuencial de trabajo. En dicha figura (7.6), el conjunto de redes de cuatro terminales (R-4T_i) conectadas en cascada, representa la conversión electromecánica entre el voltaje de excitación (V_{EXC}) y la fuerza emitida al medio de radiación (F_M). En este esquema, la función de transferencia en emisión FTE = [F_M(ω) / V_{EXC}(ω)], sobre un medio de impedancia Z_M, es:

$$FTE(\omega) = Z_M (A_{11} Z_M + A_{12})^{-1} \tag{7.7}$$

donde:

$$A_{11} = [V_{EXC} / F_M] \text{ para } U_M = 0 \tag{7.8}$$

y

$$A_{12} = - [V_{EXC} / U_M] \text{ para } F_M = 0 \tag{7.9}$$

siendo U_M la velocidad de la superficie radiante.

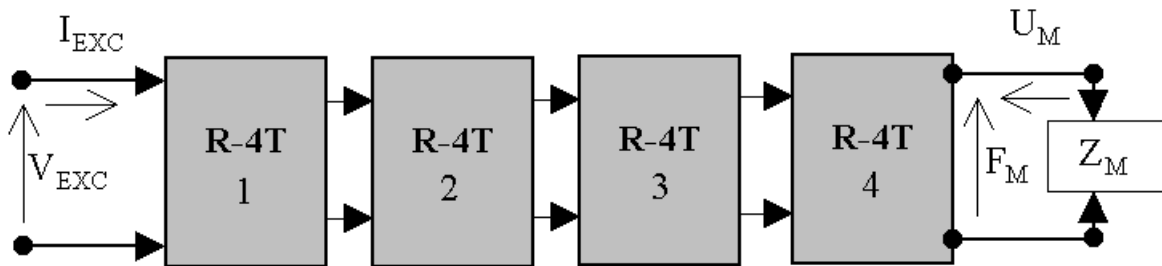


Figura 7.6 Esquema simplificado de la representación matricial de un transmisor piezoeléctrico.

Desarrollando una serie de pasos matemáticos, es posible expresar analíticamente esta función de transferencia para la etapa de emisión, en función de los parámetros constructivos del transductor y los del medio de propagación irradiado por el mismo. Se pueden determinar A₁₁ y A₁₂, en función de dichos parámetros del transductor, y utilizando su representación

frecuencial $/101/$, en particular, los componentes de sus matrices de transferencia asociadas a los cuatro etapas $R-4T_i$ de la figura 7.6.

Estos componentes dependen de ω y de los siguientes parámetros y expresiones:

- C_0^S , capacitancia intrínseca o “clamped”,
- Z_0A , impedancia acústica característica de la piezocerámica,
- h_{33} , la constante piezoeléctrica,
- d , espesor del disco cerámico
- v_t^D , velocidad de propagación de la onda longitudinal en la piezocerámica,
- Z_B , la impedancia acústica del material de la contramasa (backing),

$$Z_i = Z_0A (Z_B + j Z_0A \tan \gamma) (Z_0A + j Z_B \tan \gamma)^{-1}$$

(7.10)

$$X = (h_{33}^2 \sin 2\gamma) / (\omega^2 Z_0A) \quad (7.11)$$

$$Y = X - (\omega C_0)^{-1} \quad (7.12)$$

$$\phi = 2 h_{33} \sin \gamma / (\omega Z_0A) \quad (7.13)$$

$$\gamma = d \omega / (2 v_t^D) \quad (7.14)$$

7.3.2. Parámetros a estimar en las implementaciones utilizadas para transductores ultrasónicos de banda ancha.

La selección de los parámetros a estimar en este caso y la representación de los mismos, fue hecha tomando en cuenta los criterios expresados anteriormente en el epígrafe 7.2.2. En la Tabla 7.4 aparecen representados los parámetros seleccionados para realizar el proceso de estimación en estas dos implementaciones.

Tabla 7.4 *Parámetros seleccionados para la estimación*

Parámetros	Notación
Impedancia acústica específica de la cerámica	Z_0
Impedancia acústica específica de la contramasa del transductor	Z_b
Constante piezoeléctrica	h_{33}
Velocidad longitudinal de la onda ultrasónica dentro de la cerámica	v_t^D

7.3.2.1. Función de ajuste 1: Primera implementación.

La Función de Transferencia en Emisión compleja $FTE(\omega)$ (7.7), fue utilizada como una función objetivo para construir y evaluar la función de ajuste utilizada en nuestro proceso de estimación. No obstante, debemos aclarar que aunque esta $FTE(\omega)$ se utilizó para evaluar la función de ajuste, ella exactamente no es la función de ajuste considerada; ésta será presentada más adelante en esta memoria. A diferencia de la función de ajuste utilizada en 7.2.3, que solo se refería a las características de la entrada eléctrica del transductor, en este caso decidimos utilizar otro criterio más amplio para construir nuestra función de ajuste. Se pretenden englobar explícitamente en dicha función también los aspectos de conversión electro-acústica. De esta forma se tienen en cuenta aspectos más globales del transductor, lo que resulta conveniente puesto que esta implementación está destinada al estudio de la idoneidad del procedimiento, en transductores ultrasónicos emitiendo pulsos acústicos de banda ancha. Este estudio inicial, para validación del método, se realizará a partir de respuestas simuladas con objeto de facilitar una análisis sistemático tomando como referencia para la función objetivo una curva patrón, ajena a posibles no idealidades asociadas a las curvas experimentales, que pudieran enmascarar este primer proceso de validación.

Debido a que la $FTE(\omega)$ es una función compleja, la cual puede ser expresada mediante sus curvas de módulo y fase, parece conveniente definir una función de ajuste que incluya por separado los errores cometidos en la estimación de ambas curvas componentes de la FTE (ω). Estos errores estarán expresados en % ya que son errores relativos, en el caso del módulo con respecto a su valor máximo, y en el caso de la fase con respecto a la amplitud total de su rango de variación. Esto último facilita mucho el proceso de interpretación cuantitativa de estos errores. Tomando en cuenta la idea anterior, definimos dos términos de error independientes $ErrorM$ y $ErrorF$ asociados al módulo y la fase de la FTE compleja $FTE(\omega) = |FTE(\omega)|e^{j\phi(\omega)}$:

$$ErrorM = \frac{100\%}{\max(|FTE(\omega)_{\text{objetivo}}|)} \times ECM_M \quad (7.15)$$

$$ErrorF = \frac{100\%}{Rango(\phi)} \times ECM_\phi \quad (7.16)$$

donde, $Rango$ es el rango es el intervalo en el que se mueven los valores de la fase, de la $FTE(\omega)_{\text{objetivo}}$. ECM_M y ECM_ϕ son los errores cuadráticos medios de las curvas estimadas respecto a las curvas “objetivo”, asociados al modulo y la fase respectivamente. Definimos estos dos últimos errores como:

$$ECM_M = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{np} \left(|FTE(\omega_j)_{\text{estimada}}| - |FTE(\omega_j)_{\text{objetivo}}| \right)^2}{np}} \quad (7.17)$$

$$ECM_{\phi} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{np} \left(\phi(\omega_j)_{estimada} - \phi(\omega_j)_{objetivo} \right)^2}{np}} \quad (7.18)$$

Aquí np es el número de muestras en las curvas de la FTE.

A partir de estas expresiones, la función de ajuste global utilizada en esta implementación la definimos como:

$$F_{ajuste} = ErrorM + ErrorF \quad (7.19)$$

Esta manera de definir nuestra función de ajuste, mediante términos de error independientes para el módulo y la fase de la FTE(ω), nos ofrece la posibilidad de hacer un análisis más independiente y detallado de la influencia comportamiento de cada término durante el proceso de ajuste, lo cual permite a su vez un análisis más pormenorizado del proceso de estimación global.

7.3.2.2. Función de ajuste 2: Segunda implementación.

Con el propósito de hacer también una validación experimental del método propuesto para transductores de banda ancha, proponemos una segunda implementación, aplicada a un transductor práctico dotado de contramasas. En este caso seguimos usando la curva de la FTE(ω) para la construcción de la función de ajuste, pero solo utilizamos dentro de nuestra función objetivo los datos experimentales del módulo de esta función FTE, con la finalidad de simplificar el proceso de medición en condiciones prácticas. Por otra parte, y como se mostrará en este apartado, el método propuesto es suficientemente potente como para permitir que la precisión de los resultados no se vea afectada significativamente debido a la no consideración de los datos asociados a la fase.

Por los mismos motivos, hemos elegido en este caso una función de ajuste más simplificada y adecuada a las mediciones experimentales. La misma fue construida con el modulo normalizado de la Función de Transferencia en Emisión $|FTE(\omega)|_N$ combinado con el máximo de la parte real de la impedancia $(\text{Re } Z_{in})_{fp}$. Concretamente se construyó una función de dos términos ponderados para ambos conceptos, utilizando la siguiente expresión:

$$F_{ajuste} = \sum_{i=1}^N \left(\left(|FTE(\omega_i)|_N^{\text{exp}} - |FTE(\omega_i)|_N^{\text{est}} \right)^2 + \left(1 * 10^{-3} \right) * \left(P_{\text{est}} - P_{\text{exp}} \right)^2 \right) \quad (7.20)$$

siendo
$$P_{\text{est}} = \left(\text{Re } Z_{in}^{\text{est}} \right)_{fp} \quad (7.21)$$

y
$$P_{\text{exp}} = \left(\text{Re } Z_{in}^{\text{exp}} \right)_{fp} \quad (7.22)$$

En la expresión (7.20), $|FTE(\omega_i)|_N^{\text{exp}}$ y $|FTE(\omega_i)|_N^{\text{est}}$ son las sucesivas muestras de los módulos normalizados de la Función de Transferencia en Emisión de las respectivas curvas experimental y estimada.

P_{est} y P_{exp} representan el valor de la parte real de la impedancia de entrada de los respectivos datos estimados y experimentales, a la frecuencia de resistencia máxima fp . La constante $1 * 10^{-3}$ que aparece en 7.20 fue introducida de manera empírica para lograr una ponderación conveniente de este segundo término dentro de la expresión de ajuste.

Las dos magnitudes que seleccionamos como “objetivo” en este proceso de ajuste fueron obtenidas a partir de medidas experimentales, la primera $|FTE(\omega)|_N^{\text{Exp}}$ a partir de mediciones en el campo muy cercano del transductor y en los borne eléctricos del transductor y la segunda a partir de

la curva de resistencia del transductor en función de la frecuencia (valor de la resistencia en el punto frecuencial f_p), utilizando para ello un analizador de impedancia. Este proceso de medida aparece descrito más detalladamente en el epígrafe 4.5

7.3.2.3. Operadores Genéticos utilizados.

Los principales parámetros genéticos utilizados en las distintas ejecuciones de los AGs correspondientes a la primera y la segunda implementación antes descritas, aparecen representados en la Tabla 7.5.

El procedimiento general del Algoritmo Genético utilizado para ambos casos fue el mismo que el explicado en el epígrafe 7.2, pero utilizando distintas funciones de ajuste, concretamente las explicitadas en los dos anteriores apartados.

Tabla 7.5 Principales parámetros genéticos utilizados en las implementaciones correspondientes a las estimaciones de transductores de banda ancha.

Parámetros genéticos	Valores	
	Primera implementación	Segunda implementación
Tamaño de la población	60	100
Probabilidad de cruce	1	1
Probabilidad de mutación	0.01	0.01
Número de generaciones	40	20

7.4. Resultados de estimación del procedimiento propuesto para dos transductores ultrasónicos de banda ancha.

En este apartado incluimos dos tipos diferentes de resultados, relativos ambos a transductores de banda ancha. El primero de ellos estará basado en una función objetivo

obtenida mediante simulación, mientras que el segundo se corresponde con una función objetivo construida a partir de datos experimentales.

7.4.1. Resultados para la primera implementación: A partir de la respuesta simulada de un transductor de alta frecuencia. Análisis de viabilidad del método.

Esta implementación está destinada a la realización de un análisis de viabilidad del método de AG general, en función del número seleccionado de parámetros a estimar y del rango de variación inicial de los mismos. Con ello buscamos la existencia de posibles limitaciones en la convergencia del algoritmo, a medida que aumenta la dificultad del problema de estimación a resolver.

Por ello en esta primera implementación utilizamos como función objetivo la respuesta simulada de un transductor de alta frecuencia utilizado en /101/, y que responde a los parámetros que aparecen en la Tabla 4.5. En este análisis supondremos como punto de partida que los parámetros que fueron seleccionados como más relevantes en el epígrafe 7.3.2 (Tabla 7.4) no eran conocidos. De esta forma es posible calibrar los errores resultantes para dichos parámetros, cuando se utiliza el procedimiento de estimación propuesto.

La Figura 7.7 muestra los errores producidos en la estimación de una componente de la función objetivo, el Módulo de la Función de Transferencia en Emisión (7.15) en función del número de generaciones.

Los errores aparecen expresados en (%) con respecto al valor máximo de la función $\left|FTE(\omega)_{\text{objetivo}}\right|$. Durante este análisis, consideramos un rango de variación inicial de $\pm 25\%$ en los parámetros a ser estimados con respecto al valor objetivo correspondiente.

En la grafica aparece representado detalladamente el comportamiento de esta función de error, cuando el número de parámetros a estimar se incrementa desde 2 hasta 4. Para cada conjunto de parámetros estimados, aparece detallada la evolución para el mejor ajuste obtenido (Figura 7.7 a) y la de los errores medios en 10 ejecuciones del Algoritmo Genético (Figura 7.7 b). En todos los casos se aprecia que existe un decrecimiento monótono de la función de error con el incremento del número de generaciones. También se aprecia que estos errores crecen lógicamente con el aumento del número de parámetros a estimar, pero en todos los casos estos son muy pequeños y convergen a valores menores que el 1%.

La Figura 7.8 muestra los errores en la estimación de otra componente de la función objetivo, la Fase de la Función de Transferencia en Emisión (7.16) en función del número de generaciones. La Figura 7.8 a) se refiere a las curvas de mejor ajuste y la b) al valor medio obtenido de 10 ejecuciones del Algoritmo Genético. Aquí también puede apreciarse que el comportamiento y el nivel de los errores en la estimación de esta magnitud, son incluso de menor cuantía que los que aparecen detallados en la Figura 7.7 para el $|FTE(\omega)|$. Estos resultados acreditan la idoneidad del método de estimación que hemos propuesto para el caso de transductores de banda ancha.

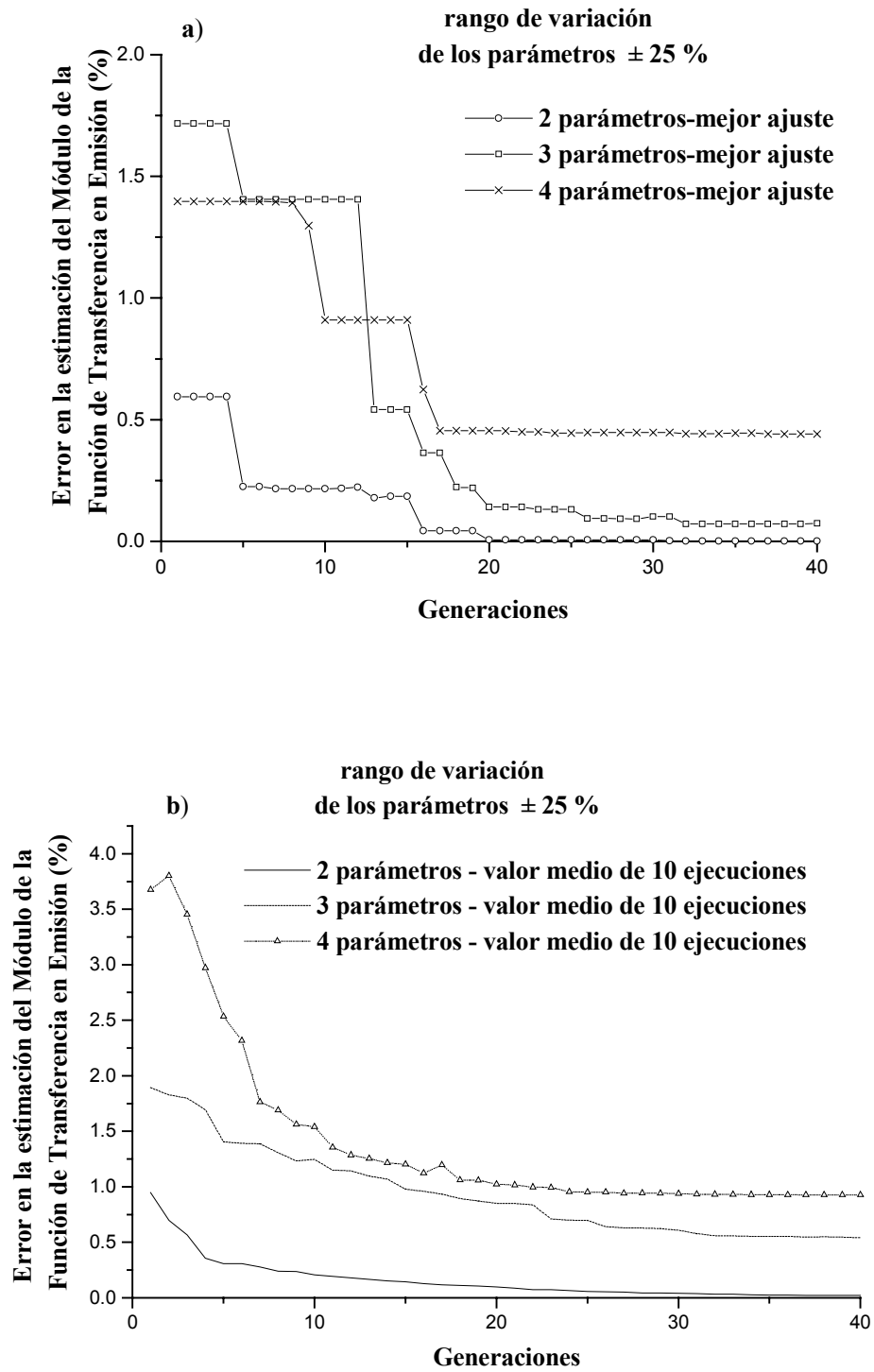


Figure 7.7 Comportamiento de los errores en la estimación del Módulo de la Función de Transferencia en Emisión. a) mejor ajuste b) valor medio de 10 ejecuciones

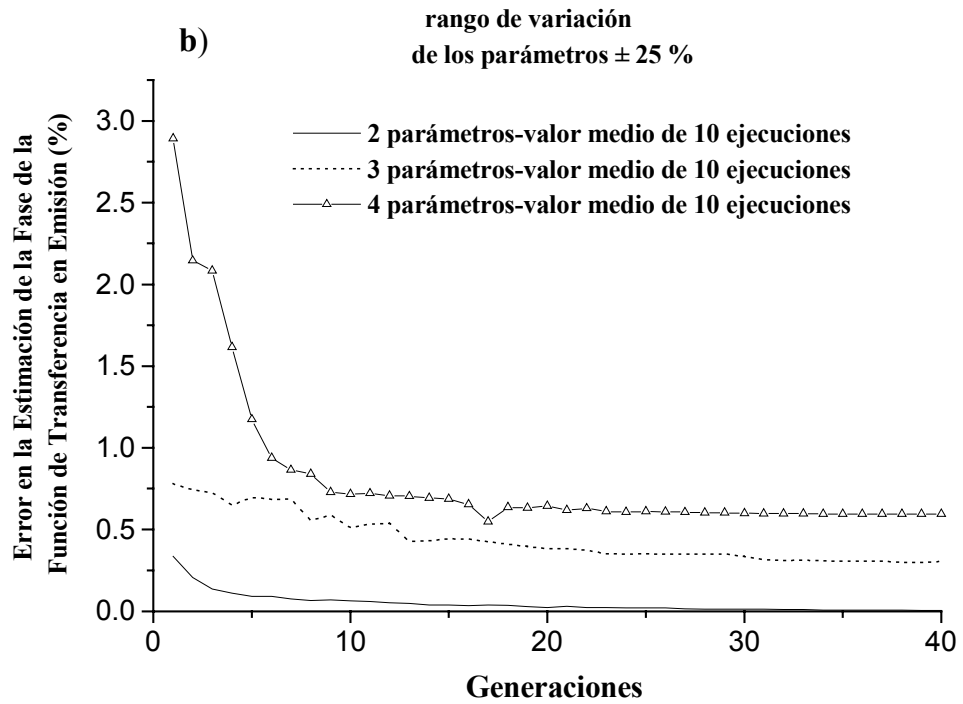
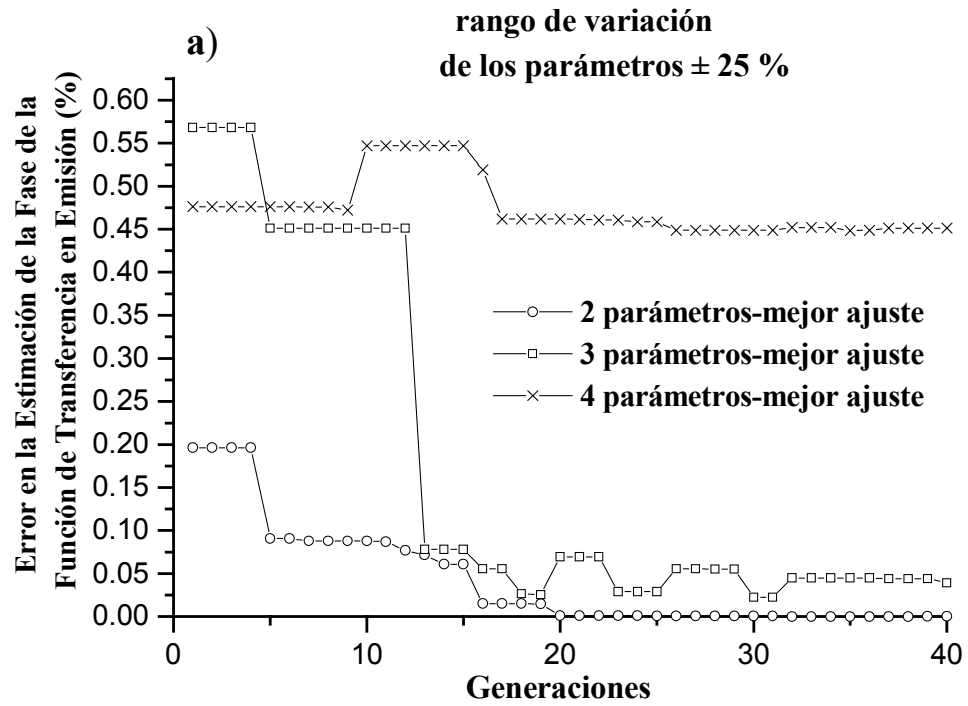


Figure 7.8 Comportamiento de los errores en la estimación de la fase de la Función de Transferencia en Emisión. a) mejor ajuste b) valor medio de 10 ejecuciones

En la Figura 7.9 se presenta una comparación del error obtenido en el proceso de estimación utilizando la expresión (7.19), tomando en cuenta diferentes números de parámetros y un rango de variación de los mismos de $\pm 25\%$. De la figura puede apreciarse que el error mayor conseguido, aún considerando a los errores de estimación del módulo y de la fase juntos, es inferior al 1%. Los resultados mostrados por esta figura son similares a los mostrados en las figuras 7.7 a) y 7.8 a) y hacen más notable la viabilidad del método de estimación propuesto para transductores ultrasónicos de banda ancha.

En la Figura 7.10 aparece representada una comparación de cinco curvas del Modulo de la FTE(ω), tomando en cada caso los mejores resultados del ajuste. En la Figura 7.10.a se muestran las curvas del Modulo de la Función de Transferencia en Emisión estimada $|FTE_{estimada}(\omega)|$ para un $\pm 25\%$ en la variación de cada parámetro y también para un posible caso particular de $\pm 50\%$ de variación, tomado aquí como una situación de especial dificultad. En todos los casos puede apreciarse que existe un ajuste muy bueno para esta función. Los valores del error relativo resultante para la estimación del parámetro Z_0 con respecto a su valor patrón también aparecen incluidos en la Figura 7.10 a. Puede apreciarse que existe un incremento de los errores relativos de estimación para Z_0 a medida que aumenta el número de parámetros a estimar, el cual se hace más evidente cuando son incluidos al mismo tiempo más de tres parámetros en la estimación. No obstante, y a pesar del incremento de los errores relativos en este parámetro, se aprecia que en general los resultados son razonablemente buenos y están en perfecta concordancia con los propósitos de estimación perseguidos en este trabajo.

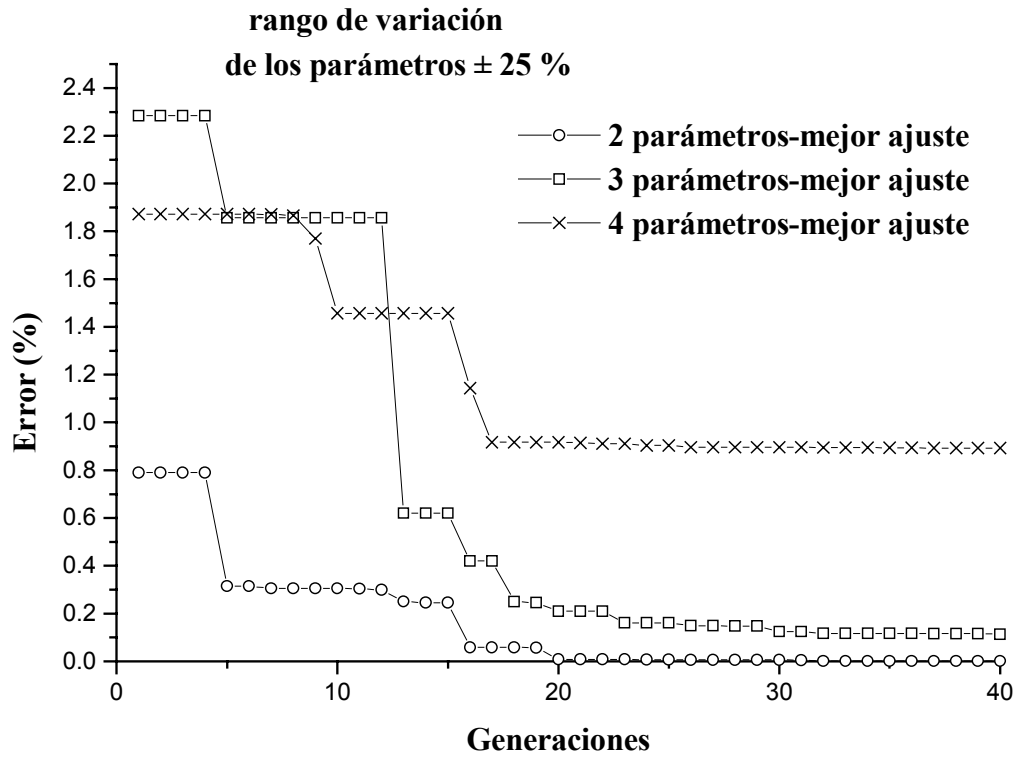


Figure 7.9 *Comportamiento del error en la estimación de la Función de Transferencia en Emisión de acuerdo a la ecuación 7.19.*

La Figura 7.10.b muestra los mismos resultados de la Figura 7.10 a (excepto los de Z_0), pero en un pequeño intervalo de frecuencias, cuya representación ha sido ampliada, para que puedan apreciarse mejor las mínimas diferencias existentes entre todos los casos analizados y la curva objetivo.

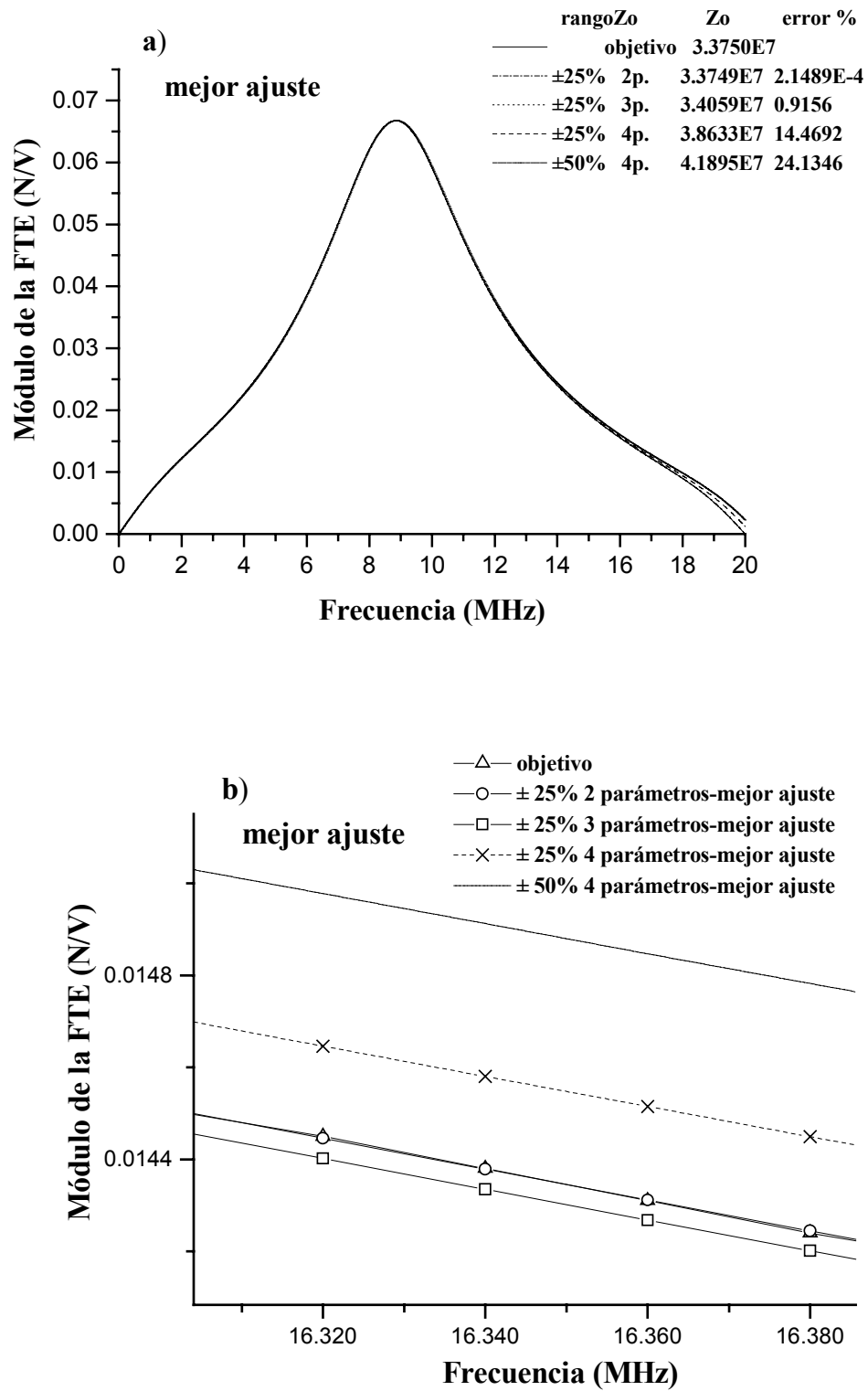


Figura 7.10 Comparación de los valores “objetivo” con varias curvas estimadas del Modulo de la Función de Transferencia en Emisión. a) Escala total b) Intervalo de la escala frecuencial ampliado.

En la Figura 7.11 se muestra una comparación de cuatro curvas de la fase de la FTE(ω) en función de la frecuencia. Se muestran los mejores resultados de estimación obtenidos en cada caso, considerando siempre un $\pm 25\%$ en la variación inicial de cada parámetro analizado con respecto al valor objetivo. En la Figura 7.11 a) se presentan los resultados en un intervalo de frecuencias igual al de la Figura 7.10 a), y en la Figura 7.11 b) se detallan los mismos en un intervalo de frecuencias más pequeño y escogido dentro del rango de frecuencias de la Figura 7.11 a). Esta última figura nos permite apreciar que las diferencias entre las variaciones de la fase para cada caso considerado respecto al valor objetivo, son muy pequeñas. Estos resultados, al igual que los mostrados en la Figura 7.10 b), satisfacen plenamente los objetivos de estimación que nos habíamos propuesto en este capítulo y confirman la viabilidad del procedimiento, incluso bajo condiciones de partida de muy alta exigencia. De hecho para un número elevado de parámetros a ser estimados y un rango inicial de variación de los mismos bastante amplio 50% ($\pm 25\%$), se obtiene una elevada precisión en la estimación de las curvas de la función compleja de transferencia en emisión y una aproximación razonable en la determinación de los parámetros internos correspondientes. Para el caso de dos parámetros, la precisión en la estimación llega a ser tan alta como el 0.0002 %.

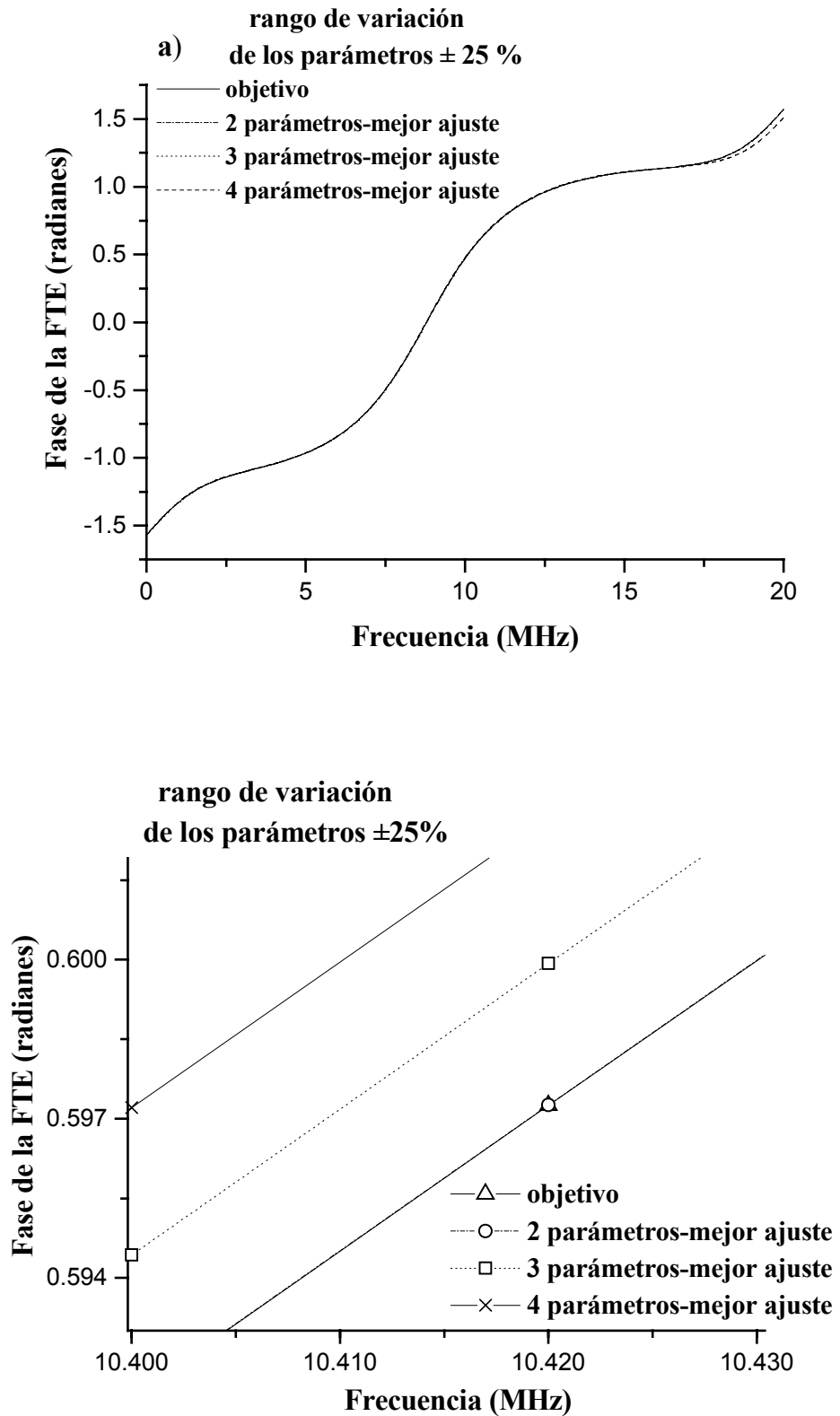


Figura 7.11 Comparación de los valores “objetivo” y de varias curvas estimadas para la fase de la Función de Transferencia en Emisión a) Escala total b) Intervalo de la escala ampliado.

En la Tabla 7.6 aparecen representados los valores y errores relativos correspondientes a los parámetros estimados del transductor ultrasónico de 10 MHz bajo análisis.

Tabla 7.6 *Valores y errores relativos obtenidos en la estimación de los parámetros del transductor ultrasónico de 10 MHz.*

Notación de los parámetros estimados								
	Z_0		Z_b		h_{33}		v_t^D	
Valores patrones								
	3.375E7		1.8E7		2.15E9		4350	
Valores estimados con $\pm 25\%$ de variación respecto al valor patrón								
		% error		% error		% error		% error
2 parámetros	3.375E7	2.149E-4	1.799E7	0.002	-	-	-	-
3 parámetros	3.406E7	0.915	1.813E7	0.710	2.164E9	0.674	-	-
4 parámetros	3.863E7	14.469	2.032E7	12.914	2.406E9	11.902	4399.588	1.140
Valores estimados con $\pm 50\%$ de variación respecto al valor patrón								
4 parámetros	4.189E7	24.134	2.191E7	21.724	2.579E9	19.971	4445.117	2.190

Los datos representados en la Tabla 7.6 se corresponden con las 5 curvas que se muestran en las figuras 7.8 y 7.9. En todos los casos son valores de estimación obtenidos, para los mejores casos de ajustes representados en dichas figuras. De la Tabla 7.6 se observa que hay un aumento del error en la determinación de los valores estimados con el aumento del número de parámetros y considerando un rango de variación amplio como es $\pm 25\%$. Dentro de este mismo rango y para el número mayor de parámetros, 4, el error relativo más grande alcanzado en uno de los parámetros, por ejemplo Z_0 , no supera el 15 % y puede llegar a ser

tan bajo como el 0.0002 %. En la Tabla también se muestran los resultados obtenidos para un caso específico y de elevada dificultad, como es la estimación con un rango de variación de ± 50 % (100% en total). En este caso el mayor error relativo no es superior a 25 %.

En todos los casos presentados en la Tabla 7.6, los resultados son razonablemente buenos y al igual que en las figuras (7.7 a 7.11), permiten corroborar la idoneidad del método de estimación propuesto para transductores ultrasónicos de banda ancha.

7.4.2. Resultados con la segunda implementación del método: Aplicación a un transductor piezocerámico práctico. Validación con mediciones experimentales.

En este apartado se presentan los resultados de la técnica de estimación propuesta para transductores de banda ancha, obtenidos mediante la segunda implementación aplicada a un dispositivo práctico de 1.090 MHz. Algunos de los parámetros de este transductor tales la capacidad intrínseca o “clamped” C_0^S y la frecuencia nominal f_p (también denominada frecuencia de resistencia máxima /1/) fueron determinados inicialmente a partir de las medidas experimentales la impedancia de entrada Z_{in} . Los valores de dichos parámetros junto a otros que ya habían sido conocidos previamente aparecen reportados en la Tabla 5.3.

En esta aplicación seleccionamos el mismo grupo de parámetros a estimar que aparece detallado en la Tabla 7.4. En este proceso de estimación utilizamos la función de ajuste presentada en la ecuación 7.20.

El módulo de la Función de Transferencia en Emisión, usada en dicha función de ajuste, se obtuvo a partir de medidas experimentales del voltaje del pulso de excitación $V_{EXC}(\omega)$ y de mediciones de la presión acústica en un punto situado muy próximo a la cara frontal del

transductor, empleando para ello un hidrófono piezocerámico de tipo aguja y con respuesta de banda ancha en el rango 0.5-10 MHz. (Anexo 2)

Al final de este epígrafe, las curvas de la impedancia eléctrica de entrada Z_{in} en función de la frecuencia, calculadas a partir de los parámetros estimados con esta segunda implementación, fueron contrastadas con las curvas de impedancia obtenidas experimentalmente para este transductor.

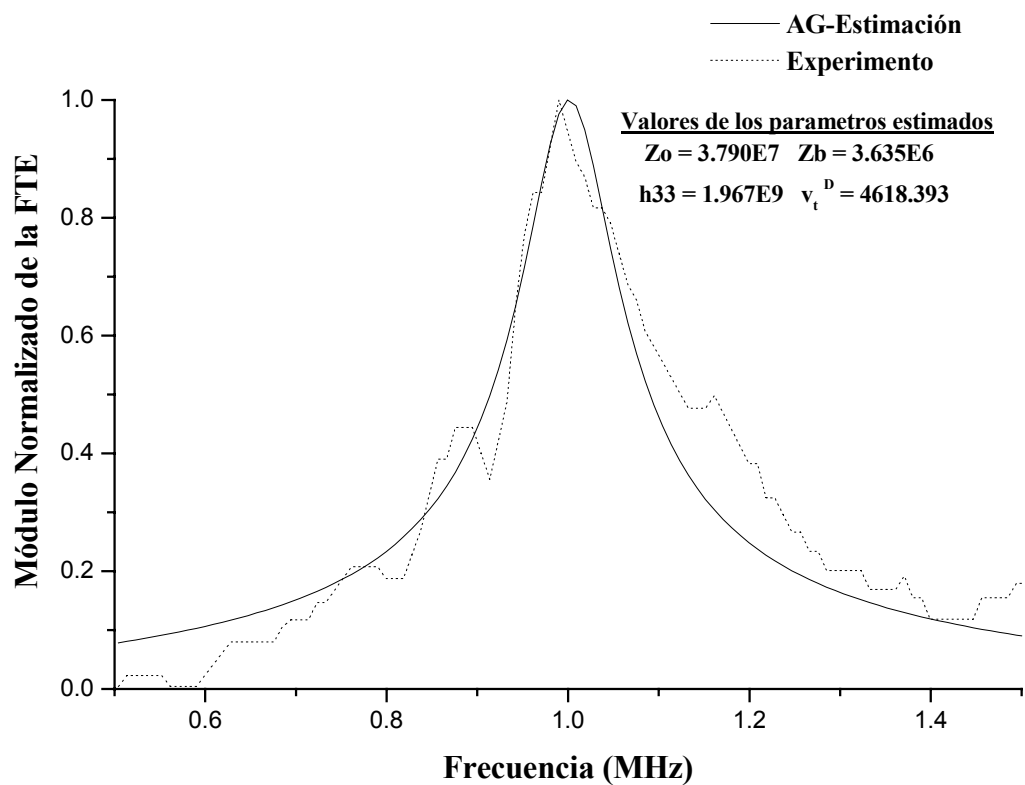


Figure 7.12 *Curvas normalizadas, experimental, y estimada mediante Algoritmos Genéticos, del Módulo de la FTE.*

De esta forma se obtendrá una valoración experimental del método basado en AGs, que hemos propuesto para estimación.

En la Figura 7.12 se presentan la curva experimental y la mejor curva estimada del Módulo Normalizado de la Función de Transferencia en Emisión, obtenida en un proceso de estimación de los cuatro parámetros detallados en la Tabla 7.3. Ambas curvas han sido normalizadas porque, para facilitar las mediciones en este caso, la estimación esta basada en una función de ajuste que depende únicamente de la forma del módulo de la FTE y del valor puntual de la impedancia eléctrica de entrada Z_{in} a la frecuencia nominal f_p .

En dicha Figura 7.12 se observa que la concordancia entre ambas curvas es suficientemente buena. En este grafico también se muestran los parámetros estimados para el mejor ajuste obtenido, los cuales también se detallan en la Tabla 7.6

Tabla 7.7 *Valores del conjunto de parámetros estimados para el transductor ultrasónico de banda ancha de 1.090 MHz.*

Parámetros	Valores estimados
Impedancia acústica específica de la cerámica Z_0	3.790E7
Impedancia acústica específica de la contramasa del transductor Z_b	3.635E6
Constante piezoeléctrica h_{33}	1.967E9
Velocidad longitudinal de la onda ultrasónica dentro de la cerámica v_t^D	4618.393

A partir de estos valores estimados se calculó la impedancia eléctrica compleja del transductor Z_{in} . En la Figura 7.13 aparecen representadas las curvas experimental y calculadas para dicha impedancia. La concordancia que puede apreciarse entre ambas curvas es suficientemente buena, y se corresponde con el objetivo de validar experimentalmente el procedimiento de estimación de parámetros propuesto en esta memoria.

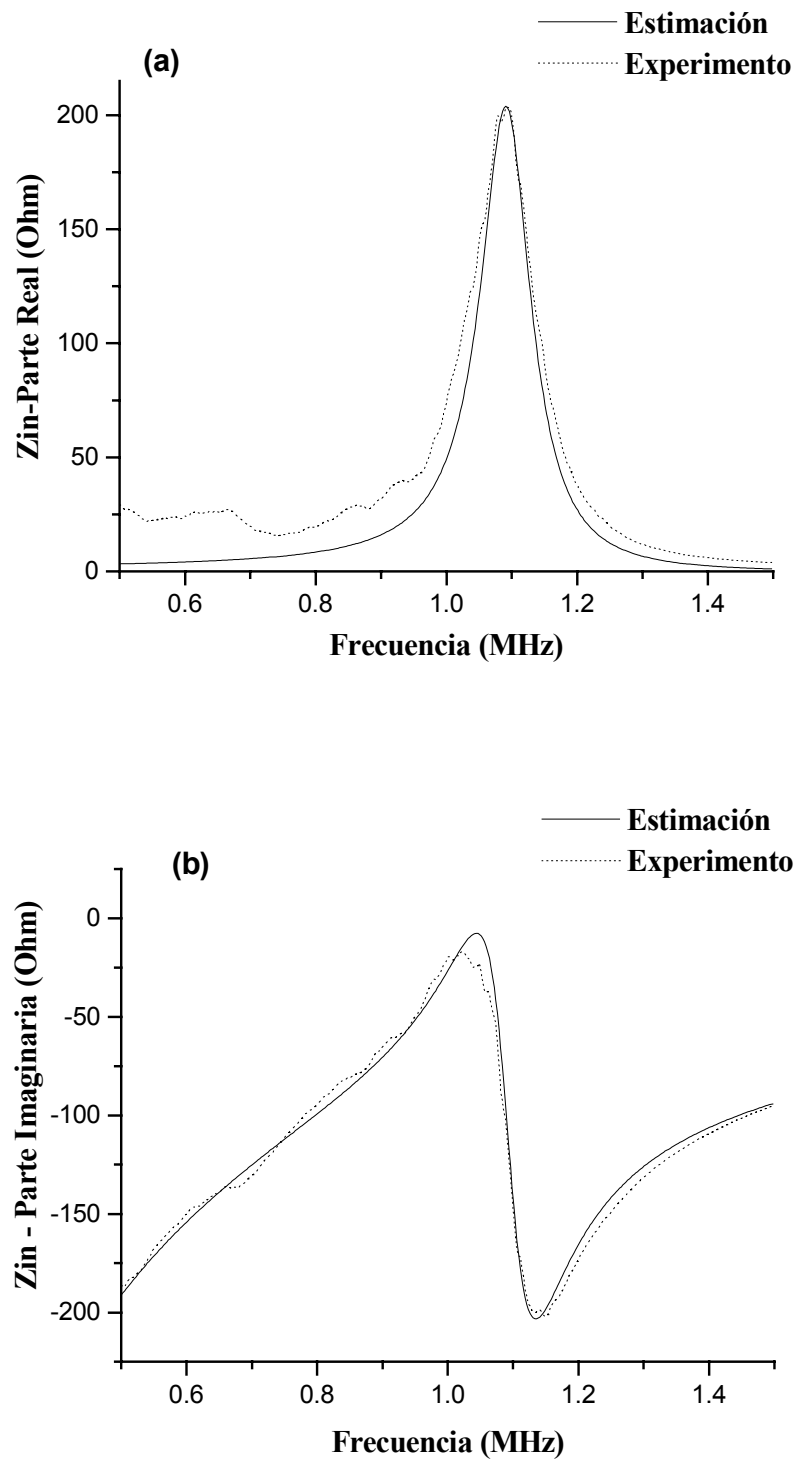


Figura 7.13 *Curvas experimental y estimada de la impedancia eléctrica de entrada en un transductor de banda ancha en torno a 1.090 MHz. a) Parte Real b) Parte Imaginaria*

En este capítulo hemos presentado un nuevo procedimiento de estimación de parámetros y lo hemos aplicado a diferentes tipos de transductores ultrasónicos. Los resultados obtenidos en todos los casos implementados del procedimiento, se corresponden muy estrechamente con los objetivos de estimación que nos habíamos propuesto en este capítulo. Ello nos ha permitido demostrar la viabilidad y validez del mismo.

CAPITULO 8

MODELIZACIÓN DE OTROS ASPECTOS NO IDEALES
PARA SIMULACIÓN DE RESPUESTAS TEMPORALES EN
TRANSCÉPTORES ULTRASÓNICOS DE VISUALIZACIÓN

CAPITULO 8

MODELIZACIÓN DE OTROS ASPECTOS NO IDEALES PARA SIMULACIÓN DE RESPUESTAS TEMPORALES EN TRANSCÉPTORES ULTRASÓNICOS DE VISUALIZACIÓN

8.1. Introducción y Justificación.

En el capítulo 6 se presentaron los modelos básicos propuestos en esta tesis para fines de análisis y simulación de transceptores ultrasónicos alimentados mediante impulsos breves de alta tensión. A través de su aplicación a casos reales, se pudo constatar su validez para muchas situaciones prácticas, especialmente en lo concerniente al ajuste de los resultados de simulación con las formas de onda de las señales obtenidas experimentalmente en las etapas de recepción, para configuraciones tanto de Ensayo por Transmisión (ET), como también de Pulso-Eco (EPE). Las comparaciones realizadas, en dicho capítulo, de algunos de los resultados de simulación obtenidos con las respectivas curvas experimentales, fueron hechas tomando en cuenta principalmente la forma de onda de las curvas, y en general no se consideró como un aspecto primordial la comparación de las amplitudes absolutas de las mismas.

Este tipo de análisis comparativo, restringido a las formas de onda, mediante la normalización de las amplitudes respectivas, resulta por otra parte bastante frecuente en las

publicaciones disponibles sobre este tema, dado que en general los modelos suelen obviar algunos aspectos no ideales de los que depende notablemente la amplitud de las señales.

De hecho, en muchas publicaciones que presentan modelos para simular determinadas configuraciones ultrasónicas, los análisis de las comparaciones efectuadas frecuentemente no prestan mucha atención a la concordancia de las respuestas obtenidas en cuanto a su amplitud. Por ejemplo, en este tipo de simulaciones como las abordadas en la tesis, existen pocas publicaciones que presenten estas contrastaciones teórico-experimentales, y cuando lo hacen generalmente se utilizan normalizaciones o amplitudes relativas para mostrar los resultados o las comparaciones /13,43/, es decir obvian de alguna forma los aspectos de amplitudes absolutas; en otras ocasiones aparecen discrepancias en amplitud mayores del 30% a pesar de considerar pérdidas en la cerámica /72/.

Por ello se realizaron algunos análisis adicionales más pormenorizados sobre esos resultados del capítulo 6, mediante los que se cuantificaron, en algunos casos, ciertas discrepancias con las señales ultrasónicas experimentales, en lo relativo a sus amplitudes absolutas, ya que algunas de las comparaciones iniciales en el capítulo 6 se habían basado en las amplitudes relativas de los resultados. Algunas de estas discrepancias eran muy significativas, llegando en algún caso analizado a superar un 100% de la amplitud experimental. Se concluyó que estas notables discrepancias en amplitud, con las mediciones experimentales, se podían deber en parte a posibles limitaciones que aún presentan estos modelos del Capítulo 6 para algunas situaciones prácticas, a pesar de las numerosas mejoras introducidas en dicho capítulo con relación a los modelos previos disponibles en la literatura.

Por otra parte, se había determinado que estas discrepancias de las amplitudes también se podrían achacar al conocimiento impreciso de los valores de determinados parámetros internos pertenecientes a los transductores utilizados en estas simulaciones. Muchos de los valores utilizados para estos parámetros fueron tomados de la literatura o de datos reportados por el fabricante. Otros valores fueron calculados indirectamente a partir de valores de otras magnitudes obtenidas en medidas experimentales no exentas de cierto error significativo.

Adicionalmente, el conocimiento impreciso del valor de determinados parámetros de algunos de nuestros transductores, evidenció la necesidad de algún método de caracterización o estimación de parámetros que contribuyera a lograr un proceso de simulación aún más ajustado a los equipos reales de visualización ultrasónica. Ésta segunda fuente de error la hemos minimizado mediante la aplicación al transductor básico de banda ancha (MODQ, que será utilizado como principal referencia en este nuevo capítulo), de los nuevos procedimientos de estimación de parámetros, basados en Algoritmos Genéticos, que fueron presentados y validados en el capítulo 7. Por ello, en este capítulo octavo nos proponemos reducir al mínimo las mencionadas discrepancias observadas, trabajando sobre la segunda vía de error antes mencionada, es decir mediante la introducción en los modelos, y sus implementaciones PSPICE, de nuevos aspectos no ideales presentes en las aplicaciones prácticas de visualización, y que aún no habíamos concretado suficientemente en los modelos que hasta ahora habíamos propuesto. Para ello vamos a introducir ciertas modificaciones en todos los modelos involucrados, a partir de su topología preliminar detallada en el capítulo 6. Se busca, en definitiva, ampliarlos y perfeccionarlos para aumentar su grado de ajuste con las situaciones y equipamientos reales en visualización y evaluación no destructiva mediante ultrasonidos.

Esto se logrará mediante la incorporación, en los modelos específicos que describen los distintos subsistemas electrónicos, piezoeléctricos y ultrasónicos, de estas no-idealidades adicionales de los equipos y materiales “reales”, y que suelen ser generalmente obviados o bien considerados en forma excesivamente simplificada, como ha sucedido también, en nuestro propio caso, con los nuevos modelos orientados a implementaciones Spice que propusimos en el capítulo 6. Estos comportamientos no ideales, que se acentúan notablemente con la frecuencia, se refieren en parte a elementos circuitales espurios de los sistemas electrónicos (que se ha constatado que tienen una notable influencia en las respuestas ultrasónicas /77/). Dichos comportamientos también dependen de algunos efectos, no considerados con suficientemente precisión en los modelos previos disponibles, con relación a la dependencia frecuencial de las atenuaciones y pérdidas acústicas reales durante la propagación de los pulsos ultrasónicos en el elemento piezoeléctrico y en el medio inspeccionado.

8.2. Incorporación, en el modelo del transceptor básico del Cap. 6, de aspectos no ideales y pérdidas eléctricas en las etapas electrónicas de excitación AT y en los cableados.

La primera etapa en la que vamos a analizar la introducción de elementos no ideales es la etapa de excitación eléctrica de los transductores en Alta Tensión (AT). En el diagrama de bloques de la Figura 8.1 se incluye un esquema que corresponde al modelo circuital extendido que proponemos para estas etapas de excitación en AT, que operan dentro de los transceptores ultrasónicos de banda ancha. Esta estructura puede simbolizar tanto una configuración de Ensayo por Transmisión (ET) como de Pulso-Eco (EPE), y ha sido construida tomando en cuenta el esquema genérico de los sistemas ultrasónicos presentado en la Figura 6.1.

La modelización de la electrónica del transmisor aparece detallada en esta Fig. 8.1 mediante un esquema que contiene los elementos básicos de los excitadores típicos en END. Para ello se tuvieron en cuenta también los diagramas electrónicos de las figuras 3.3 y 3.4, que corresponden al tipo de transceptor electrónico (con parámetros ajustables) que utilizaremos a lo largo de este capítulo para todos los experimentos con distintos transductores.

Este modelo incluye, en su parte izquierda, una representación extendida de la etapa de entrada perteneciente a esta configuración de excitación, y que en las Figuras (6.2, 6.4, 6.6 y 6.8) se modelaba de forma aproximada a través de un simple generador ideal de pulsos de baja tensión. Esto permite una simulación más exacta del pulso de excitación de bajo voltaje para el circuito de entrada compuerta-fuente del transistor MOSFET de potencia, en este caso un dispositivo IRF832 /77/.

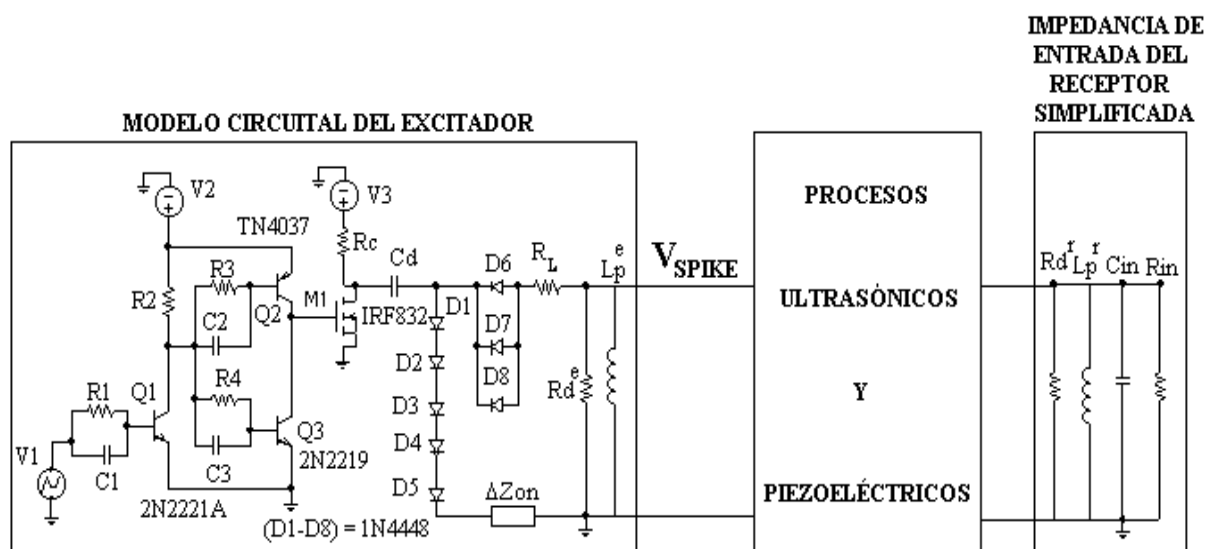


Figura 8.1. Modelos extendidos propuestos para las etapas electrónicas en transceptores ultrasónicos de banda ancha (con ecos de amplitud $< \pm 5 V$).

También han sido incluidos algunos dispositivos semiconductores adicionales en la red de salida en alta tensión, concretamente varios diodos de señal en serie y en paralelo que deben conectarse para que el excitador pueda trabajar con voltajes de pulso de hasta 500

Voltios e intensidades instantáneas de salida de al menos varios amperios. Además se consideran algunos elementos de impedancia no-ideal (ΔZ_{on}) asociados a dichos semiconductores (estimados experimentalmente), así como componentes de carga resistiva típicos en equipos de END (R_d^e , R_L) o de acople inductivo (L_p^e).

Con todo ello se persigue la obtención de una modelización más próxima al comportamiento real de los excitadores prácticos.

En otro bloque de la Figura 8.1, los efectos de la etapa de recepción sobre la señal de eco están representados mediante una impedancia de entrada del receptor simplificada. Esta etapa está constituida por los elementos resistivos y capacitivos (R_{in} , C_{in}) habitualmente asociados al osciloscopio utilizado para adquirir la señal, una resistencia R_d^r que engloba efectos de amortiguamiento e impedancia de entrada del primer paso amplificador, y un elemento de sintonización inductiva L_p^e . Se ha incluido también amortiguamiento en la etapa de recepción tomando en cuenta su presencia en las operaciones de Ensayo por Pulso-Eco y en casos especiales de Ensayo por Transmisión.

Para el caso de EPE, los elementos semiconductores del excitador no fueron incluidos, esta vez, como carga de nuevo en la etapa de recepción, a diferencia de como se propuso en el apartado 6.3.3 (Fig 6.6), ya que aquellos solo ejercen esta función (de carga eléctrica para el transductor en recepción) para las señales de eco con amplitudes superiores a un cierto umbral, que en los circuitos E/R usados en este capítulo hemos elevado hasta ± 5 V con el fin de aislar o minimizar estos posibles efectos no-lineales en recepción, que pudieran enmascarar aspectos de modelación importante, que trataremos en los epígrafes siguientes.

Los supra-índices e o r , que aparecen en la notación de algunos componentes de la figura, significan que, para una configuración (ET), éstos son únicamente parte del modelo

circuitual de excitación, o bien solo parte del modelo de recepción. En el caso de una configuración de EPE, los supra-índices no serían necesarios puesto que el componente, tanto en el modelo de emisión como en la impedancia de entrada simplificada del receptor, sería el mismo.

8.3. Consideración más precisa de comportamientos no-ideales asociados a las pérdidas en el elemento piezoeléctrico y en el medio de propagación.

En los nuevos modelos propuestos en el capítulo 6 ya se consideraron, en una forma simplificada, las pérdidas en el piezoeléctrico. Esto fue hecho con aproximaciones similares a las utilizadas en las pocas publicaciones existentes sobre modelización circuitual en el dominio del tiempo de transductores piezoeléctricos que contemplan este aspecto, las cuales generalmente han sido orientadas a una implementación en SPICE /13,58,72,90,115,119/

Sin embargo, y a la vista de las discrepancias en amplitud con las señales experimentales detectadas en ese capítulo, hemos conjeturado que tal vez no sea suficiente con esa consideración simplificada de las pérdidas, y por eso incluiremos aquí un tratamiento alternativo, en lo relativo a su dependencia frecuencial, de la influencia de las pérdidas mecánicas, tanto en el elemento piezoeléctrico como en el medio de propagación. Como se verá, esto altera las respuestas simuladas para las frecuencias más elevadas del espectro, que son precisamente aquellas para las que se encontraban mayores discrepancias.

En lo que se refiere al elemento piezoeléctrico, vamos a seguir considerando únicamente las pérdidas mecánicas internas que, como ya se argumentó en el capítulo 2, son las realmente significativas en el régimen transitorio de banda ancha usado para aplicaciones de visualización.

Dentro de estas pérdidas mecánicas, que pueden tener diversos orígenes físicos (algunos de ellos muy poco conocidos), asumiremos como más importantes desde el punto de vista de la atenuación acústica producida, las debidas a las fuerzas viscosas existentes entre las partículas de un material sólido.

Bajo ese supuesto, surge un componente adicional para la tensión mecánica T cuando se propaga una onda plana a través del medio sólido, de manera que se podría expresar en la forma siguiente:

$$T = c_e S + v \left(\frac{\partial S}{\partial t} \right) \quad (8.1)$$

donde: c_e es la constante elástica de rigidez, S es deformación elástica unitaria, y v es el coeficiente de viscosidad.

Teniendo en cuenta esta expresión para T , asumiendo un régimen estacionario y de bajas pérdidas para este análisis, y mediante analogía con la teoría electromagnética, se puede extender el teorema de Poynting para obtener una ecuación diferencial aproximada que liga la potencia acústica compleja que pasa a través de una sección de material (P_A) con los efectos viscosos /48/:

$$-\left(\frac{1}{P_A} \right) \left(\frac{\partial P_A}{\partial x} \right) = \left(\frac{v \omega^2}{V_t^3 \rho} \right) \quad (8.2)$$

donde, x es la dirección de propagación, ρ y V_t , son la densidad y la velocidad de propagación acústica en el material, y ω la frecuencia angular de la señal.

La solución de esta ecuación diferencial es de la forma:

$$P_A = K e^{-2\alpha x} \quad (8.3)$$

donde K es una constante de amplitud de la onda

para el coeficiente de atenuación responde la expresión siguiente:

$$\alpha = (0.5 \omega^2 v) / (V_t^3 \rho) \quad (8.4)$$

Por otra parte, a partir de la solución de las ecuaciones diferenciales descriptivas de las líneas de transmisión eléctricas, y bajo la hipótesis también de pérdidas bajas y en condiciones de alta frecuencia, se puede obtener fácilmente la siguiente expresión aproximada para el coeficiente de atenuación:

$$\alpha = (0.5 R) (C / L)^{1/2} = [\omega \delta] [2 V_p]^{-1} \quad (8.5)$$

siendo V_p la velocidad de propagación y δ el factor de pérdidas en la línea.

A partir de todo ello, queda caracterizada la resistencia de pérdidas a través de α , pudiéndose utilizar para v la siguiente expresión:

$$v \approx V_t^2 \delta (\omega_0) \rho / \omega_0 \quad (8.6)$$

Esta nueva aproximación será la que tendremos en cuenta para la simulación de las pérdidas mecánicas del elemento piezoeléctrico en función de la variable compleja de Laplace s , en los nuevos casos de evaluación de respuestas eléctricas y ultrasónicas de transceptores de visualización abordados en este capítulo.

Análisis de las pérdidas en el medio de propagación

En lo que se refiere a la consideración más precisa en este capítulo de las pérdidas en el medio de propagación, utilizaremos en cada caso expresiones dependientes de la frecuencia, compleja en función del comportamiento de la atenuación para los diferentes materiales

considerados, y usando también como referencia algunos valores procedentes de tablas sobre propiedades acústicas de diversos materiales. Hemos obtenido para ello expresiones en el dominio de Laplace, con la finalidad de que puedan ser realizadas con las funciones PSPICE disponibles.

En el caso de las simulaciones de las respuestas de pulso-eco a través de agua, asumiremos una atenuación A_T cuadrática con la frecuencia, que para el caso particular considerado en el capítulo [reflexión en metacrilato (PMMA) después de un camino de 64 mm en agua] (A_T^{64}), cumple la relación:

$$\log (A_T^{64}) = 3,242 \cdot 10^{-17} s^2 \quad (8.7)$$

Para la propagación a través de PMMA, y teniendo en cuenta el comportamiento mostrado para ese material en las curvas del estudio realizado en /13/, utilizaremos para el coeficiente de atenuación una aproximación lineal con la frecuencia compleja. En este capítulo hemos considerado dos casos de reflexión en aire después de un camino de PMMA. En el primero de los casos considerados (reflexión en aire después de un camino de 19.7 mm a través de PMMA), resulta la siguiente expresión para el coeficiente de atenuación:

$$\alpha_{19.7}(s) = 87,79 \cdot 10^{-9} (-s \cdot s)^{0.5} \quad (\text{Neper}) \quad (8.8)$$

En el segundo caso considerado (camino de 40.7 mm a través de PMMA), resulta lógicamente para α un valor 2.066 veces mayor que el asociado a 8.8

8.4. Implementación en PSPICE de los nuevos elementos de modelización introducidos en este capítulo para las etapas piezoeléctricas y electrónicas de los transeptores.

La Figura 8.2 presenta un diagrama global para la simulación precisa, en formato PSPICE, de los subsistemas piezoeléctrico, ultrasónico y electrónico que componen un transeptor típico en aplicaciones de visualización ultrasónica. Con ligeras diferencias en las componentes de la etapa electrónica de recepción, resulta válido tanto para ET como para la configuración de EPE, tomando en cuenta los esquemas de la Figura 6.1 y la Figura 8.1.

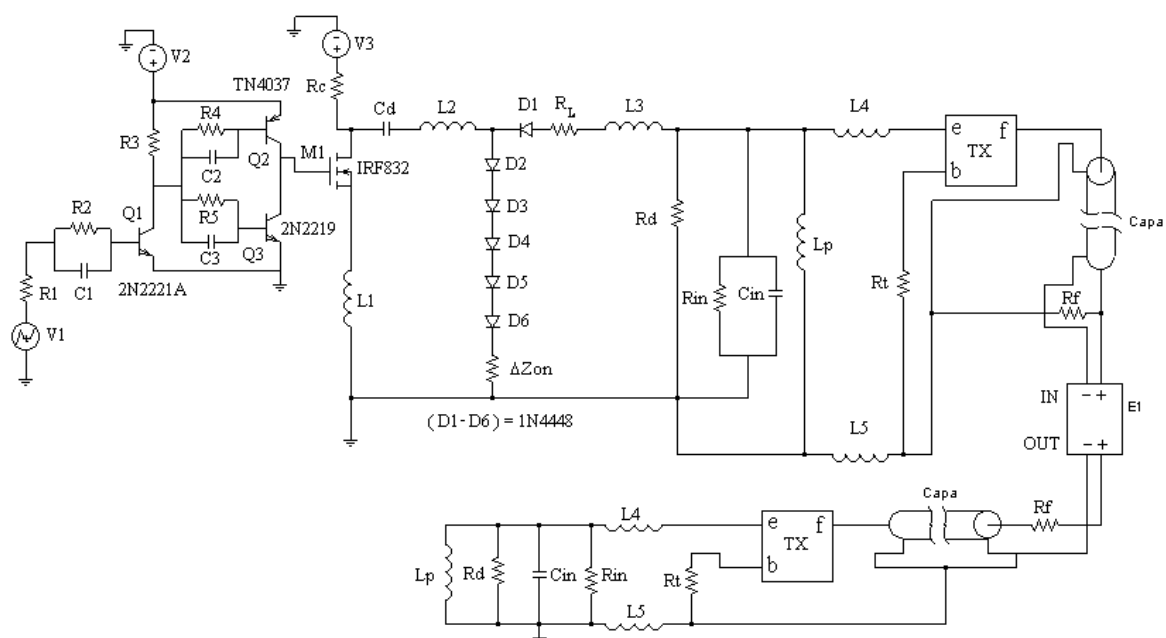


Figura 8.2 Implementación circuital en PSPICE del proceso pulso-eco con un transeptor ultrasónico de END incluyendo: elementos no ideales, pérdidas en cableados y dependencia con la frecuencia de las pérdidas por atenuación en la cerámica y en el medio de propagación.

8.4.1. Descripción de elementos equivalentes a los procesos ultrasónicos y piezoeléctricos.

Los nuevos aspectos considerados dentro de los procesos ultrasónicos y piezoeléctricos del sistema básico de visualización aparecen representados de la siguiente forma:

Para la implementación PSPICE de la dependencia con la frecuencia de las pérdidas en el medio de propagación, utilizaremos las potencialidades de modelación de comportamientos analógicos que ofrecen algunas versiones de dicho programa de simulación, y que nos permiten hacer descripciones flexibles de componentes electrónicos en términos de funciones de transferencia. Concretamente, utilizaremos el componente “ELaplace”, que es básicamente una fuente controlada cuya función de transferencia puede ser definida mediante funciones que contengan la variable compleja de Laplace.

De esa forma, y utilizando un modelo para el dominio de la frecuencia que ofrece PSPICE, puede introducirse el efecto de la frecuencia en nuestras simulaciones, a pesar de que están planteadas inicialmente en el dominio del tiempo y de que usan modelos circuitales equivalentes.

Concretamente, y en lo que se refiere a las etapas piezoeléctricas y ultrasónicas, aparecen en la figura 8.2 los siguientes elementos:

- Dos bloques (denotados como TX) que representan a dos procesos sucesivos de un único transductor piezo-cerámico cuando interviene en un proceso de Ensayo por Pulso-Eco.

El diagrama PSPICE de dicho transductor es similar al ya mostrado en la Figura 2.9 pero, a diferencia de aquel, éste incorpora una línea de transmisión con pérdidas (Tlossy). En ambos bloques TX, los terminales e, b y f tienen las mismas representaciones y significados que las interfaces E, B y F de igual nombre en la Figura 2.9.

En la línea de transmisión están consideradas las pérdidas por atenuación en la cerámica, pero ya en la forma en la que se consideraron en el epígrafe 8.3. Para su implementación PSPICE introduciremos, en el parámetro resistivo de la línea de transmisión con pérdidas (parámetro utilizado también por otros autores para introducir su aproximación de las pérdidas mecánicas en la piezocerámica /13,72/), la correspondiente representación de la atenuación mediante una resistencia de pérdidas, acorde con nuestra aproximación, tal y como aparece descrita por las expresiones (8.4-8.6).

- Dos resistores (R_f , R_t), que representan las cargas mecánicas presentes en los elementos piezocerámicos, para sus dos caras frontal y trasera.

- Dos líneas de transmisión asociadas con las capas de acoplamiento (en transmisión y recepción) de impedancia acústica del transductor con el medio. No utilizaremos en la práctica líneas de transmisión con pérdidas para simular estas capas de acoplamiento por considerar que, dadas sus generalmente pequeñas longitudes, las pérdidas por atenuación (en ese material de la capa) pueden ser despreciadas. No obstante, en caso de usar materiales especiales de muy alta atenuación o bien en aplicaciones de muy baja frecuencia, podría introducirse éste aspecto fácilmente de una forma similar a la ya explicada en el epígrafe 8.3. para la línea de transmisión interna de la cerámica

- La fuente de voltaje dependiente de voltaje (E_1), mencionada en la introducción de este epígrafe, cuya función de transferencia está expresada en el dominio de Laplace. Esta fuente constituye un elemento de acople ultrasónico compacto, (y muy útil en un contexto circuital como éste) entre las etapas Emisión y Recepción, y en él hemos introducido la dependencia con la frecuencia de las pérdidas por atenuación presentes en cada material usado como

medio de propagación. Esto lo hemos particularizado para cada caso considerado en las simulaciones, basándonos para ello en las ideas expuestas en el epígrafe 8.3.

8.4.2. Elementos no ideales introducidos en la modelización de las etapas electrónicas.

La obtención de una modelación global más precisa conlleva también la consideración de las ideas expuestas en el epígrafe 8.2 para las etapas electrónicas. La aplicación práctica de las mismas involucra la introducción de un conjunto de elementos no ideales dentro del diagrama circuital para Pulso-Eco, que influyen decisivamente en la obtención de resultados de simulación mucho más precisos. Así, dentro del conjunto de aspectos introducidos en el diagrama de la Figura 8.2, y por resultar necesarios para la consecución de nuestros propósitos de modelización precisa, se encuentran los siguientes elementos:

- El resistor R1 en serie con la fuente V1, que representan simplídicamente a un circuito de control lógico para la sincronización de los disparos sucesivos del excitador.

- La inductancia L1 que representa una reactancia parásita presente en la línea de masa asociada al transistor MOSFET. Se evaluó experimentalmente.

- Las componentes inductivas L2 y L3 que son reactancias parásitas asociadas a las pistas del circuito impreso en las cercanías del condensador de descarga y de la red de diodos asociadas al circuito de amortiguamiento selectivo del excitador.

Estos elementos espurios han sido elegidos, entre todos los aspectos no ideales posibles presentes en la placa electrónica real, ya que se ha constatado que, en este tipo de esquemas, ellos son los que contribuyen más significativamente /77/ en la forma de onda excitadora de salida en alta tensión, y por tanto en las señales de eco resultantes, a través de su convolución

temporal con las respuestas impulsivas de los transductores emisores y receptores y del medio de inspección.

Adicionalmente aparecen, en este modelo circuital extendido, otros elementos que no son de tipo parásito pero cuyo efecto se desprecia con frecuencia en aproximaciones convencionales. Así hemos decidido introducir dentro del esquema: las inductancias L_4 y L_5 como elementos equivalentes aproximados de las reactancias parásitas de los dos cables finos y cortos similares que unen los electrodos internos del elemento cerámico del transductor con sus terminales eléctricos de salida, considerando tanto al conductor principal como al de masa. Hemos dispuesto, en los experimentos, la conexión directa de estos cables con la etapa excitadora para que el efecto de posibles cables coaxiales largos no enmascare los análisis básicos de parámetros principales que se plantean en esta tesis. En aquellos casos prácticos donde se utilice un cable coaxial de cierta longitud, bastaría con introducirlo en el esquema de la figura 8.2 mediante una simple línea de transmisión equivalente tal como se propone en /77, 81/.

Volviendo a este esquema de la Figura 8.2, debemos señalar que se ha introducido una situación flotante para la línea de masa de los elementos asociados a los procesos de emisión y recepción piezoeléctricas y al efecto del medio de inspección. La conexión de esas líneas de masa “piezoeléctrico-acústicas” flotante (comunes al conjunto de componentes relacionados con cada puerto mecánico del transductor: R_f o R_t y la línea de transmisión asociada a su capa de acoplamiento) con la línea de masa “eléctrica” (común también en el dispositivo real para la electrónica de emisión y recepción), se realiza a través de la doble reactancia equivalente L_5 .

La introducción de este conjunto de elementos no ideales, dentro del diagrama circuital de la Figura 8.2, se ha realizado basándonos en criterios de carácter empírico y derivados de la física de los fenómenos ultrasónicos y piezoeléctricos. Estos criterios empíricos están sustentados principalmente en el análisis y cuantificación experimental del funcionamiento práctico de la electrónica de emisión-recepción asociada a las configuraciones EPE.

Por último debe aclararse que, a diferencia del modelo circuital más general de la figura 8.1, en la parte correspondiente al excitador(de esta implementación particular en PSPICE de la Figura 8.2) hemos utilizado un solo diodo en serie en vez de los tres presentes en el modelo genérico de la figura 8.1., ya que ésa era la disposición particular del circuito de excitación real utilizado en los experimentos abordados en este capítulo. Otra pequeña diferencia topológica, entre esta implementación PSPICE y el circuito de la figura 8.1, es la inclusión, junto al modelo circuital del excitador y el puerto eléctrico del transductor, de los elementos (R_{in} y C_{in}) asociados a la impedancia del instrumento utilizado para adquirir los pulsos de excitación y las señales ultrasónicas. El propósito de ello es obtener una modelización lo más fidedigna posible con nuestra configuración pulso-eco práctica.

8.5. Resultados de simulación y contrastación experimental en la etapa de excitación AT.

En este epígrafe mostraremos algunas formas de onda obtenidas mediante simulación, a partir del modelo circuital de la figura 8.1 y su implementación PSPICE de la Figura 8.2, para las respuestas de la etapa de excitación pulsada en alta tensión. Consideraremos varios supuestos en la carga eléctrica presente en los bornes de salida del excitador. En todos los

resultados que mostraremos en este apartado, se considera para R_L un valor de 1 Ohm y para el parámetro capacitivo relativo a la energía del pulso C_d , consideraremos un valor de 1.37nf.

8.5.1. Resultados para el pulso AT en la salida del excitador sin conexión de transductor.

En la figura 8.3 aparece representada la comparación entre el pulso de excitación (“spike”) simulado con el modelo circuital de excitación (representado en la figuras 8.1 y 8.2) en vacío, y el respectivo pulso experimental obtenido en el laboratorio mediante el transceptor ultrasónico utilizado, para el caso de carga ideal: es decir cuando no se conecta un transductor en sus bornes de salida.

Estos pulsos corresponden a los siguientes valores concretos para los componentes R_d , R_c , C_d , del excitador ($R_d = 100 \Omega$, $R_c = 18 K\Omega$, $C_d = 1.37 nF$) y a una tensión de 415 Voltios en la fuente de alto voltaje V3. En este caso, el excitador no estaba conectado a ningún elemento inductivo. En la figura se aprecia que ambas curvas presentan una concordancia razonablemente buena, la cual es más notable en lo que atañe a la amplitud de pico y a la zona más importante del pulso, a efectos de excitación, es decir cerca de su flanco de bajada. La

pequeña desviación de la forma de onda medida en el intervalo temporal comprendido entre 0,2 y 0,6 microsegundos tal vez se deba a comportamientos no ideales del condensador de descarga C_d bajo tensiones elevadas. A causa de su pequeño tamaño y escasas medidas de aislamiento interno entre armaduras, es posible que presente algún tipo de pérdidas eléctricas y otras irregularidades. Otra posible fuente de ello podría ser algún fenómeno de saturación transitoria en el transistor Mos-Fet, a causa de las elevadas corrientes en juego. En cualquier caso, la desviación es ligera y puede considerarse perfectamente asumible en este contexto de excitación.

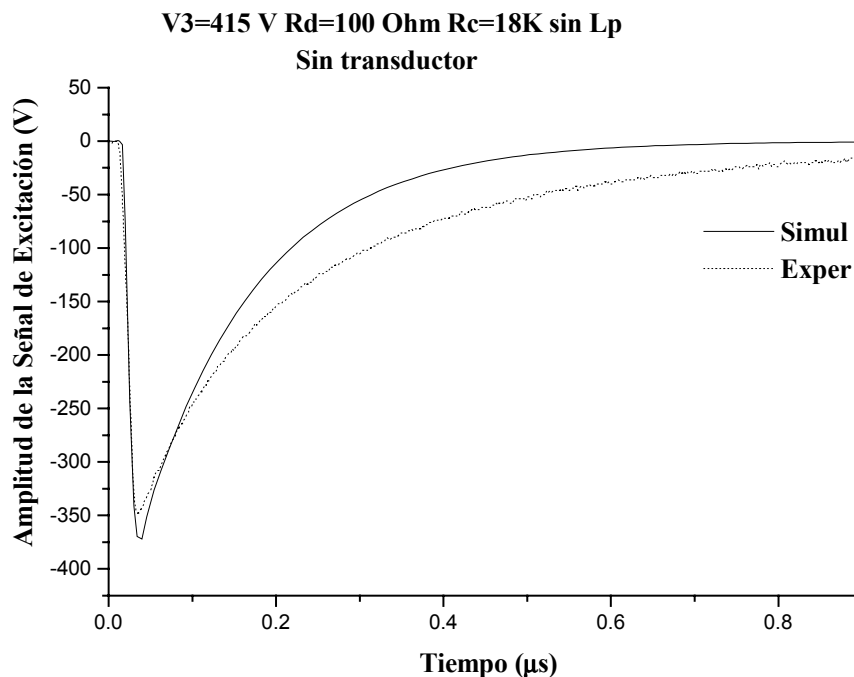


Figura 8.3. Pulso de excitación para alta tensión ($V3 = 415 V$) sin transductor en la salida del circuito. Experimento — Simulación.

En la figura 8.4 se representa otra comparación entre una curva experimental y la simulación de la señal de excitación. Aquí, los resultados han sido obtenidos considerando el mismo conjunto de valores que en la anterior Figura 8.3 para las componentes R_d , R_c , C_d y V_3 , pero a diferencia del caso anterior, considerando ahora la inclusión de una inductancia (L_p en la Figura 8.2) en paralelo con la salida, con un valor igual a $22 \mu\text{H}$. En esta figura puede apreciarse que existe una concordancia excelente entre ambos resultados para todo el rango de tiempos mostrado.

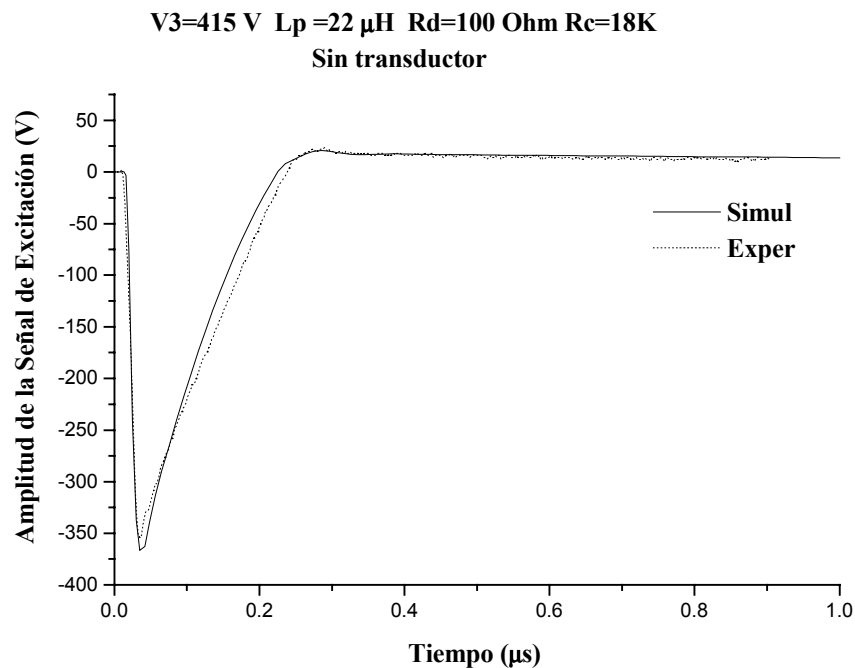


Figura 8.4. Pulso de excitación para alta tensión ($V3= 415 V$) sin transductor en la salida del circuito y con una inductancia $Lp=22 \mu H$ Experimento — Simulación

8.5.2. Resultados para el pulso AT del excitador cuando está cargado por un transductor piezoeléctrico de banda ancha (en torno a 1 MHz) dotado de contramasa (MODQ).

La comparación entre las señales de excitación experimental y simulada, para estas condiciones más reales de carga, puede ser apreciada en la figura 8.5.

Dichas señales fueron obtenidas para el mismo conjunto de valores de R_d , R_c , C_d y L_p de la figura anterior, aunque en este caso si se consideró la presencia, en bornes de salida del excitador, de un transductor piezoeléctrico de banda ancha (en torno a 1 MHz) emitiendo en agua, y con especificaciones generales solicitadas al fabricante (Tecal). Está formado por una cerámica PZ27 (Ferropem) y una sección de contramasa (“backing”) ligera (para conseguir alta sensibilidad). Sus parámetros principales (medidos y estimados) se detallaron en la tabla

5.3 del Capítulo 5 y en el Apartado 7.4.2, en lo relativo a los resultados de la aplicación del nuevo procedimiento de estimación AG propuesto en el Capítulo 7 .

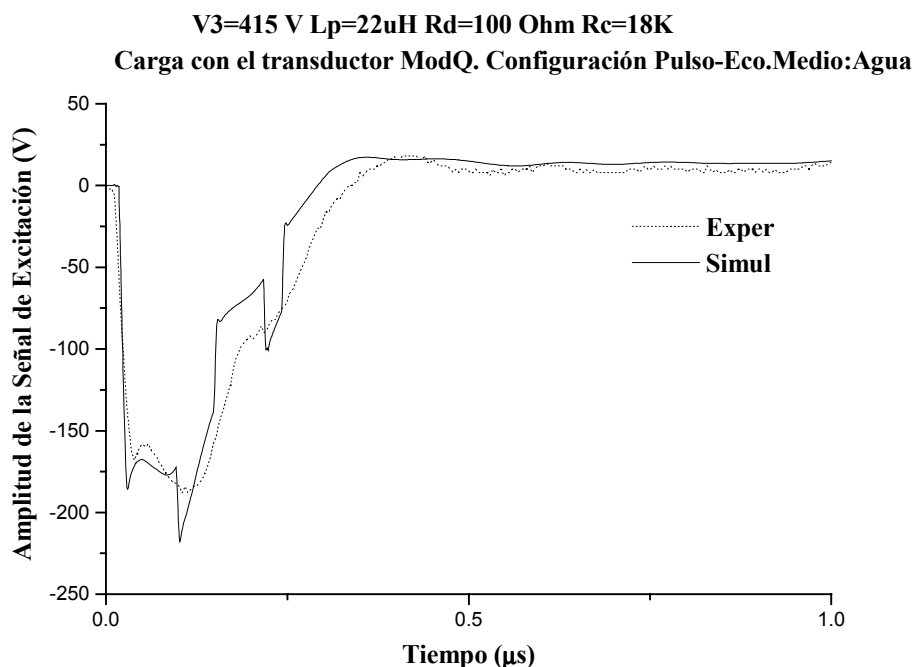


Figura. 8.5 Pulso de excitación para alta tensión ($V3 = 415\text{ V}$) con transductor MODQ emitiendo en Agua. Inductancia $L_p=22\text{ uH}$ Experimento —— Simulación

Existe una concordancia bastante buena entre las dos curvas, sobre todo, y una vez más, en las zonas correspondientes al flanco de bajada y también en el punto de máxima amplitud de pico de la señal y en sus alrededores. Aunque aparece un ligero rizado de alta frecuencia en algunas zonas del flanco de subida de la señal simulada, podemos decir que, en general, la concordancia es bastante buena en los aspectos relevantes del pulso, y para todo el rango temporal analizado.

8.5.3. Pulsos AT con el excitador cargado por un transductor piezoeléctrico de banda ancha (END) con contramasa y capa para acoplamiento acústico (MODQ_{CA}).

La figura 8.6 presenta la comparación entre los pulsos de excitación experimental y simulado aplicados al transductor MODQ_{CA} emitiendo en agua. Este transductor tiene su elemento piezoeléctrico y su contramasa de amortiguamiento totalmente similares a los del transductor MODQ, pero incorpora además una capa adosada a la cara delantera de la cerámica para su protección y acoplamiento acústico al medio de exploración.

En este caso, los valores asignados a R_d , R_c y V_3 para simulación, a partir del modelo circuital del excitador (Fig. 8.1), fueron idénticos a los utilizados para el cálculo de los resultados de la figura 8.5 excepto en L_p .

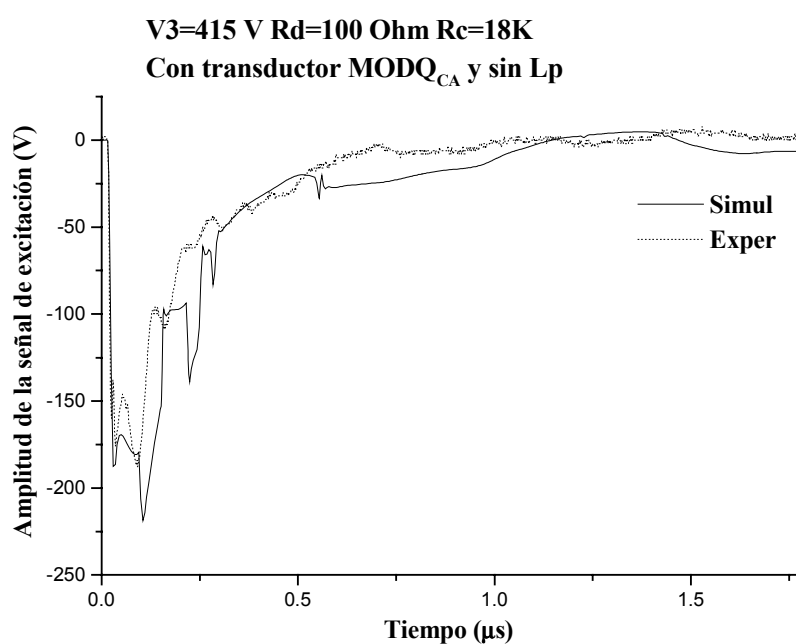


Figura 8.6. Pulso de excitación para alta tensión ($V_3 = 415$ V) con transductor MODQ_{CA} emitiendo en Agua. Inductancia infinita. Experimento — Simulación

En la citada figura 8.6 se aprecia que existe también un ajuste bastante bueno entre ambas curvas, y con una concordancia mucho más exacta en la zona correspondiente al flanco de caída de la señal. En el resto de la curva existe una similitud bastante aceptable a pesar de algunos picos o pequeñas deformaciones de alta frecuencia que aparecen en la respuesta simulada (la amplitud de los cuales es mayor que en la curva experimental).

Estos pequeños picos, algo más acusados que en la Figura 8.5, apenas tienen influencia real para estos casos, teniendo en cuenta la banda frecuencial asociada a la respuesta ultrasónica de los transductores (centrada cerca de 1 MHz). Sin embargo, su presencia también nos indica, que para aplicaciones que se desarrollen a frecuencias claramente superiores a las del transductor aquí considerado, todavía habría que añadir algún elemento espurio adicional en nuestro modelo actual, a pesar de que ya incluye las mejoras del excitador indicadas en la (Figura 8.2), para que proporcionase el efecto de filtrado “paso bajo” que se aprecia en el pulso excitador real experimental.

8.5.3.1. Pulso de excitación para el transductor MODQ_{CA} bajo distintas condiciones de sintonización inductiva.

En la figura 8.7 se incluye, frente al caso anterior, una inductancia en paralelo (L_p) de 22 μH , para la sintonización del transductor. Una vez más puede apreciarse que existe un ajuste razonablemente bueno entre las curvas simulada y medida. El ajuste sigue siendo más exacto para las partes importantes del pulso: la zona del flanco de bajada y algunas partes de la región de amplitudes máximas de la curva.

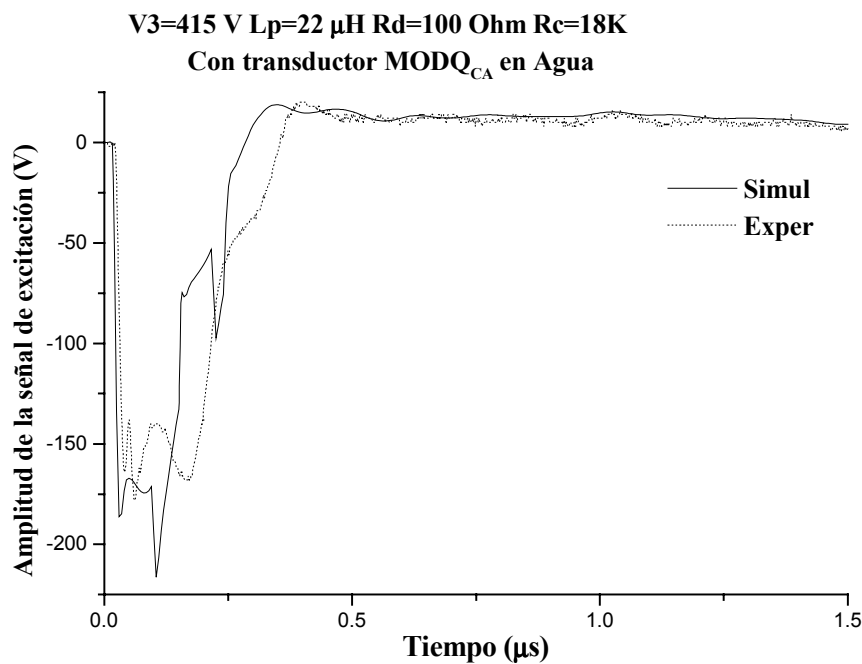


Figura 8.7 Pulso de excitación para alta tensión ($V3 = 415 V$) con transductor MODQ_{CA} emitiendo en Agua. $L_p = 22\mu H$ Experimento — Simulación

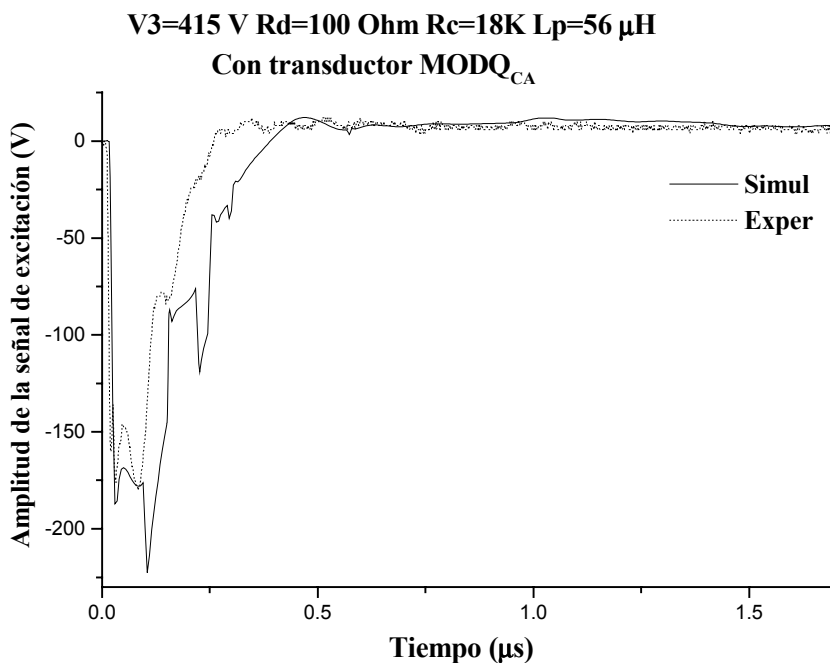


Figura 8.8 Pulso de excitación para alta tensión ($V3=415 V$) con transductor MODQ_{CA} emitiendo en Agua. $L_p = 56 \mu H$ Experimento — Simulación

La figura 8.8 muestra la comparación para una situación similar a la mostrada en la figura 8.7, pero en este caso el valor de la inductancia L_p es igual a $56 \mu\text{H}$. El ajuste teórico-experimental es también bastante aceptable en términos generales y, como en algunos de los ejemplos anteriores, de forma muy especial en lo concerniente a la amplitud de pico y a regiones concretas de las formas de onda.

8.6. Resultados de simulación a partir del modelo global perfeccionado para respuestas en pulso-eco, con distintas aproximaciones para las pérdidas.

Una vez introducidas todas las mejoras de modelización propuestas en este capítulo (frente a los modelos preliminares propuestos en el Capítulo 6) y validadas las mismas para la simulación de respuestas en la etapa de excitación en alta tensión (para distintas condiciones de carga), vamos a utilizar este esquema general del nuevo modelo global para simular, en el resto de este capítulo, las respuestas en modo de ensayo por pulso eco de diversos transceptores ultrasónicos típicos de END.

En este epígrafe en particular vamos a aplicar, a la simulación de respuestas en la etapa de recepción, estos nuevos modelos que hemos ido perfeccionando a lo largo del capítulo, tanto en sus partes relativas a la electrónica usual en END como en las que representan a las secciones piezoeléctricas reales de los transductores prácticos. En la primera parte del epígrafe, analizaremos los efectos, producidos sobre las señales eco-gráficas, de considerar distintas aproximaciones para las pérdidas mecánicas en el elemento piezoeléctrico y en el medio de propagación. Estas evaluaciones se efectuarán mediante simulación de varios supuestos para el transductor MODQ, usando el modelo descrito en las figura 8.1 y 8.2.

8.6.1. Simulaciones comparadas para evaluar el efecto de distintas aproximaciones para las pérdidas mecánicas en el elemento piezoeléctrico.

En la figura 8.9 se muestran dos curvas, obtenidas por simulación, correspondientes ambas a la respuesta temporal pulso-eco del transductor MODQ emitiendo en agua.

Dichas curvas fueron obtenidas considerando dos criterios diferentes para la dependencia con la frecuencia de las pérdidas por atenuación de la onda ultrasónica longitudinal, dentro de la piezo-cerámica del transductor. La curva representada por puntos, se simuló utilizando la aproximación para las pérdidas propuesta por Püttmer /72/ a partir del modelo PSPICE de Leach /53/ (en lo que sigue, la denotaremos como Leach-Puttmer). Esta aproximación considera una dependencia lineal con la frecuencia para las pérdidas por atenuación en la piezocerámica.

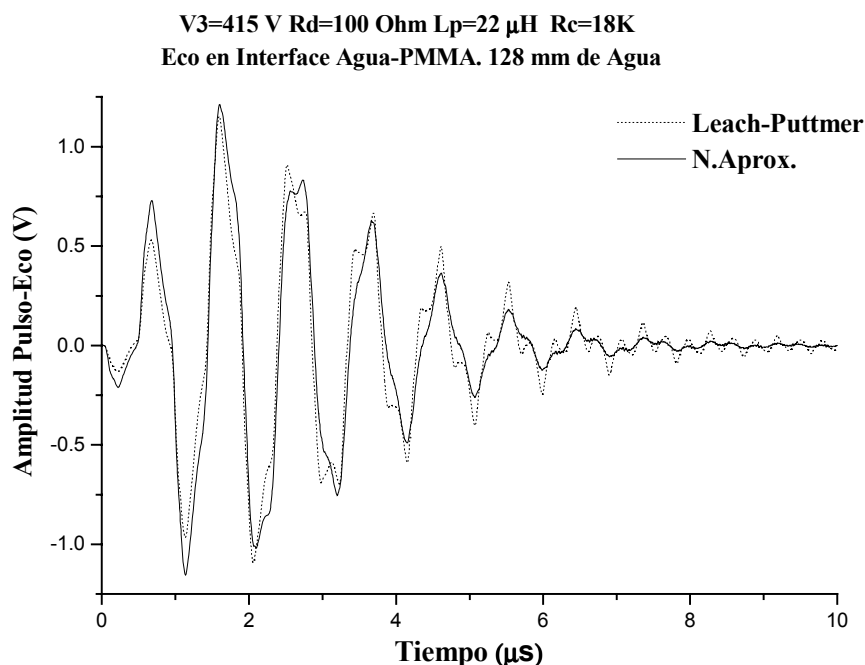


Figura 8.9 Comparación de las simulaciones Pulso-Eco del transductor MODQ en agua con excitación en alta tensión, y distintas consideraciones de las pérdidas en la piezocerámica. Leach Püttmer — Nueva Aproximación.

Por su parte, la curva representada por una línea sólida continua fue obtenida a partir de la aproximación explicada previamente en el epígrafe 8.3. Dicha aproximación, propuesta en esta memoria como una alternativa, considera un régimen de alta frecuencia y de pérdidas relativamente bajas, y también que las pérdidas mecánicas presentan una dependencia cuadrática con la frecuencia.

En la figura bajo análisis, Figura. 8.9, se aprecia que la curva representada por puntos presenta numerosas agudizaciones en las zonas de pico de la señal y ciertas distorsiones de la forma de onda, las cuales son más significativas y notables en los ciclos de menor amplitud. Estas distorsiones, presentes en la forma de onda simulada a partir de la aproximación Leach-Püttmer, se deben a una excesiva presencia de armónicos impares asociados al modo de vibración fundamental (en espesor) del transductor.

Por el contrario, puede apreciarse como la forma de onda alternativa en línea sólida presenta un aspecto más suavizado que la curva en línea de puntos, lo cual se hace más evidente en los ciclos de menor amplitud de la señal eco-gráfica. Por tanto, este suavizamiento de la forma de onda en línea sólida viene determinado por el tipo de aproximación escogida para evaluar las pérdidas por atenuación dentro de la piezo-cerámica. Otra diferencia que puede apreciarse es la menor amplitud de pico de los últimos ciclos de la señal en línea continua con respecto a la de línea de puntos. Como se verá en el resto del capítulo, este comportamiento resulta más acorde con nuestras observaciones experimentales en los casos analizados.

Estos resultados fueron obtenidos para un conjunto determinado de valores en los componentes R_d , R_c , V_3 y L_p del modelo circuital para excitación empleado en la simulación: $V_3 = 415 \text{ V}$, $R_d = 100 \text{ Ohm}$, $L_p = 22 \text{ } \mu\text{H}$ y $R_c = 18\text{K}$.

Un análisis comparativo similar al realizado en esta figura 8.9, pero con otros parámetros de partida, puede ser observado en la figura 8.10. Los resultados de simulación en este caso fueron logrados con los siguientes valores: $V_3 = 220 \text{ V}$, $R_d = 470 \text{ Ohm}$, $L_p = 56 \text{ uH}$ y $R_c = 18\text{k}$.

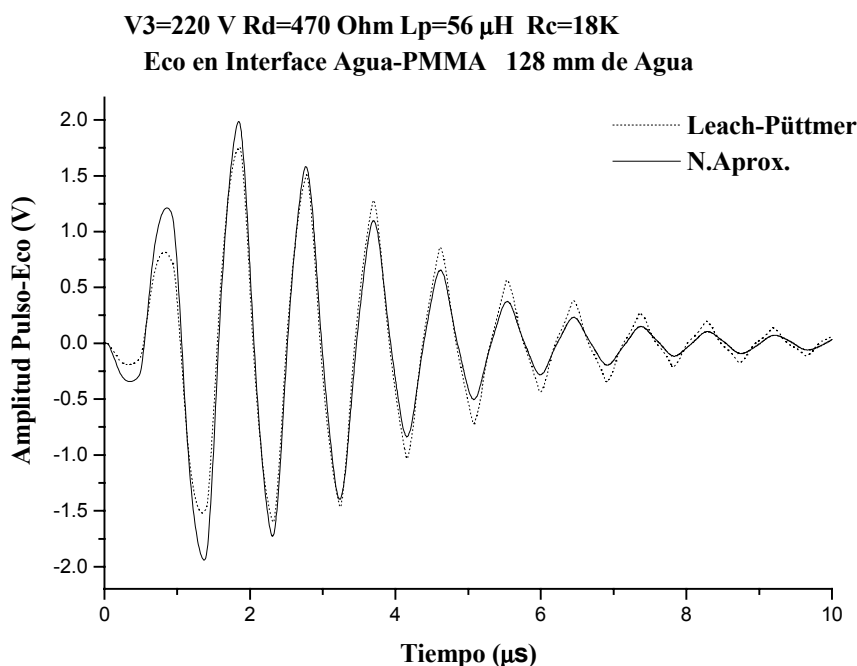


Figura 8.10 Comparación de las simulaciones Pulso-Eco del transductor MODQ en agua con excitación moderadamente alta, y distintas consideraciones de las pérdidas en la piezocerámica : - - - Leach Püttmer _____ Nueva Aproximación

En la figura se puede apreciar que, al igual que en el caso anterior, la curva obtenida con la aproximación de pérdidas propuesta en esta memoria, provoca un suavizamiento en los picos de los ciclos de menor amplitud, al compararlos con la curva de puntos obtenida con la aproximación Leach-Püttmer. También se observa una ligera disminución en las amplitudes de la curva sólida, la cual es más significativa para los últimos ciclos de señal. Todo ello resulta acorde con nuestros experimentos, como se verá posteriormente.

Como puede deducirse de los dos ejemplos de simulación comparada aquí mostrados, la aproximación propuesta en esta memoria provoca un efecto significativo en la disminución de la influencia ejercida, tanto en la amplitud como en la forma de onda de la señal eco-gráfica, por los armónicos impares del modo de vibración fundamental del transductor.

8.6.2. Simulaciones comparadas para evaluar el efecto de distintas aproximaciones para las pérdidas mecánicas en el medio de propagación.

La figura 8.11 presenta la comparación entre dos curvas simuladas, para la respuesta temporal pulso-eco del transductor MODQ, considerando distintos mecanismos de pérdidas en el medio. En este primer caso supondremos que está emitiendo en agua, donde habitualmente se desprecian estas atenuaciones para distancias y frecuencias como las aquí consideradas. La curva en línea de puntos fue obtenida considerando unas pérdidas por atenuación en el medio de valor constante, tal y como se expuso en una aproximación preliminar del epígrafe 6.3.2. La curva representada por una línea sólida fue simulada considerando pérdidas por atenuación dependientes cuadráticamente con la frecuencia, siguiendo los criterios expuestos en el epígrafe 8.3.

El tipo de dependencia con la frecuencia, para cada material en el que se propaga la onda, obedece a leyes de comportamiento particulares, que deben ser determinadas en cada caso.

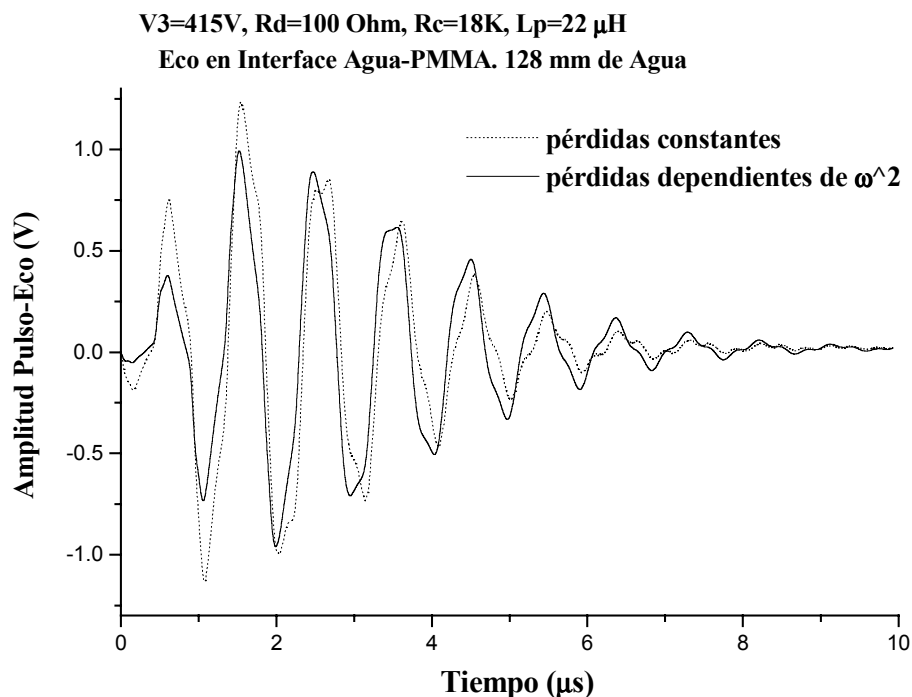


Figura 8.11 *Simulaciones Pulso-Eco del transductor MODQ en agua y excitación de alta tensión (415 V), considerando:..... pérdidas constantes en el medio. ——— pérdidas dependientes de ω^2 .*

En esta figura 8.11 puede apreciarse que en principio la forma de onda representada por una línea sólida, presenta una forma más suavizada que la de línea representada por puntos, y que entre ambas formas de onda hay diferencias muy significativas de amplitudes en los dos primeros ciclos de la señal. También puede apreciarse que la pendiente del amortiguamiento de los ciclos en la curva de puntos es mayor que la existente en la señal representada en línea sólida. En esta última figura se ha utilizado el mismo conjunto de valores para R_d , R_c , L_p y V_3 (en el modelo circuital del excitador) que en el caso representado en la figura 8.9: $V_3 = 415$ V, $R_d = 100$ Ohm, $R_c = 18$ K y $L_p = 22$ uH.

En la figura 8.12 se muestra una comparación similar a la de la figura 8.11. pero, en este caso los valores escogidos para R_d , R_c , L_p y V_3 fueron iguales a los utilizados para obtener los resultados de la figura 8.10.

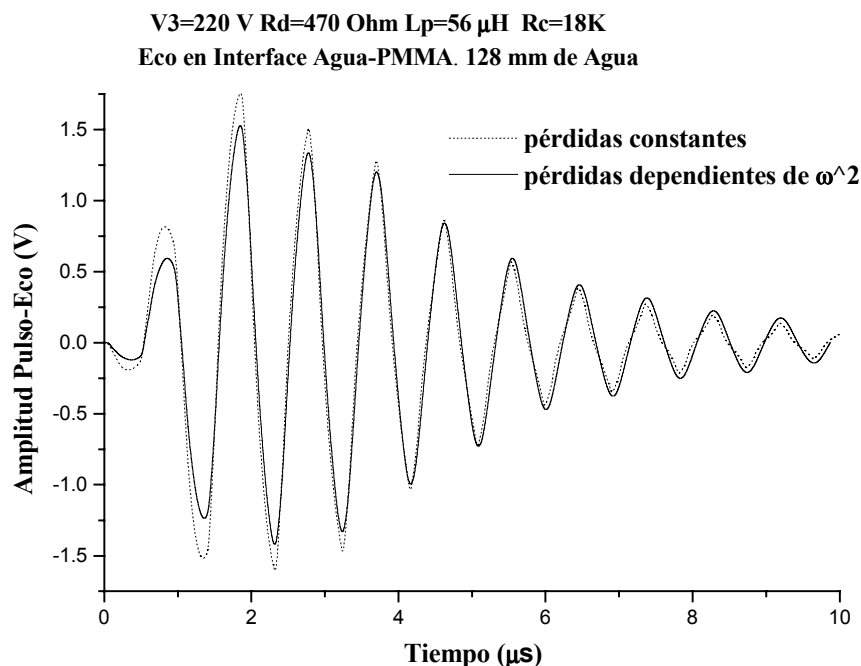


Figura 8.12 Simulaciones Pulso-Eco del transductor MODQ en agua y excitación moderadamente alta (220 V), considerando:..... pérdidas constantes en el medio. ——— pérdidas dependientes de ω^2 .

En la figura que ahora estamos analizando se observa que también existen diferencias entre las amplitudes de los primeros ciclos de ambas respuestas, y que la pendiente de amortiguamiento de la curva representada por puntos sigue siendo mayor que la de la curva sólida. En este caso, el efecto de suavizamiento (que se apreciaba claramente en la comparación de la figura 8.11), aunque existe, solo se hace más evidente para los últimos ciclos de la señal pulso-eco representada en línea sólida.

Las diferencias existentes entre estas respuestas pulso-eco, mostradas conjuntamente en cada una de las dos figuras anteriores, evidencian la considerable influencia de la aproximación elegida para cuantificar la dependencia con la frecuencia de las pérdidas mecánicas en el medio de propagación de la onda. Esta dependencia se hace más patente en un determinado tipo de medio que en otros y más adelante, en esta memoria, mostraremos otros casos donde esta influencia es aún mucho más notable, para los resultados eco-gráficos obtenidos, que en el medio de propagación ahora considerado (agua), que presenta muy baja atenuación, la cual de hecho suele ser despreciada en los análisis convencionales, aunque acabamos de verificar que su efecto es bastante apreciable incluso a frecuencias moderadas en torno a 1 MHz.

8.7. Algunos resultados de simulación usando los modelos perfeccionados para los medios y los transceptores ultrasónicos. Contrastación con ensayos experimentales de pulso-eco.

A continuación mostraremos y analizaremos una serie de resultados sobre comparaciones entre varias respuestas temporales pulso-eco, simuladas y experimentales, asociadas a diferentes tipos de transductores. Para obtener estas respuestas se han considerado valores específicos para los parámetros R_d , R_c , V_3 y L_p en cada uno de los casos mostrados.

En todos los casos simulados que presentaremos a continuación se han tenido en cuenta las siguientes consideraciones:

1. La existencia de una dependencia de tipo cuadrático con la frecuencia, para las pérdidas por atenuación viscosa, que sufre la onda ultrasónica longitudinal al propagarse dentro del material piezo-cerámico, según propusimos en el epígrafe 8.3.

2. La inclusión, en el proceso de simulación, de la dependencia con la frecuencia para las pérdidas por atenuación mecánica de la onda ultrasónica en el medio de propagación. El tipo de dependencia con la frecuencia, vendrá dado por una función específica para cada tipo de particular de medio de propagación considerado, agua o metacrilato PMMA, según se adelantó y especificó también en el epígrafe 8.3.

3. La extensión del modelo electrónico de emisión-recepción con los nuevos componentes eléctricos que representan equivalentes circuitales de aspectos no-ideales que aún no habíamos considerado, pero que están presentes durante la operación real de la configuración experimental utilizada.

8.7.1. Respuestas de eco en una superficie de PMMA con un transductor piezoeléctrico de banda ancha dotado de contramasa (MODQ) y emitiendo a través de agua.

En una primera parte presentamos las comparaciones realizadas entre resultados de simulación y experimentales para los ecos, sobre una superficie plana de PMMA, del transductor MODQ emitiendo directamente en agua. En el siguiente apartado, se presentarán los mismos tipos de respuestas pero con el transductor MODQ_{CA}. En cada caso, las respuestas pulso-eco experimentales fueron obtenidas con las condiciones instrumentales descritas en el epígrafes 5.4.2 del Capítulo 5.

Respuestas temporales del transductor MODQ emitiendo en agua

La figura 8.13 presenta dos curvas de la respuesta temporal pulso-eco (en una placa de PMMA) del transductor MODQ emitiendo en agua.

Las respuestas obtenidas corresponden al mismo conjunto de datos de los parámetros R_d , R_c , V_3 que aparecen en la figura 8.12. Aquí, el valor de 220V en la fuente V_3 establece condiciones de excitación moderadamente altas para las señales pulso-eco obtenidas. En este caso, se observa que existe un ajuste muy bueno entre ambas señales pulso-eco, principalmente en la forma de onda de la señal. Las diferencias existentes entre las amplitudes son muy pequeñas, sobre todo en los primeros ciclos, y se incrementan solamente un poco más en los últimos ciclos del pulso eco-gráfico.

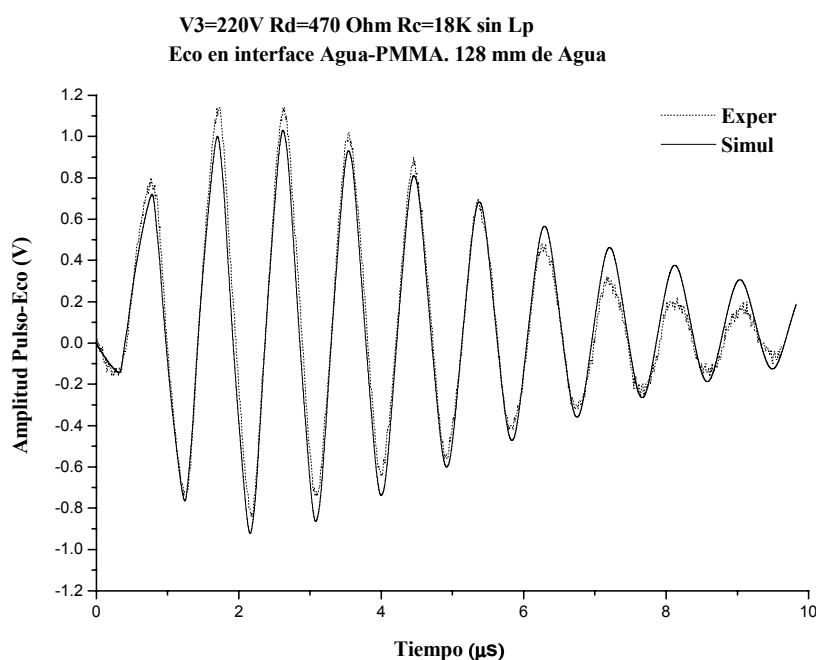


Figura 8.13. Señales Pulso-Eco, experimental (.....) y simulada (—), del transductor MODQ emitiendo en Agua. Sin inductancia en el transmisor y con excitación moderadamente alta.

Otras graficas de las respuestas pulso-eco del mismo transductor MODQ, aparecen representadas en la figura 8.14, pero donde los valores de los parámetros R_d , R_c , L_p y V_3 , son iguales a los utilizados en la figura 8.10. Se aprecia que existe una concordancia excelente

entre las señales pulso-eco simulada y experimental. Solo entre los últimos ciclos de cada curva se observa la existencia de una muy ligera diferencia de fase.

En la figura 8.15 se muestra la comparación entre dos respuestas pulso-eco pertenecientes al mismo transductor MODQ, para los siguientes parámetros de excitación: $V_3=220\text{V}$, $R_c=18\text{K}$, $R_d=470\text{ Ohm}$ y $L_p=22\mu\text{H}$. Es posible apreciar claramente que existe una concordancia muy buena tanto en la amplitud como en la forma de onda, entre ambas señales pulso-eco. Solo entre los últimos ciclos de cada señal, se aprecia algún defasaje.

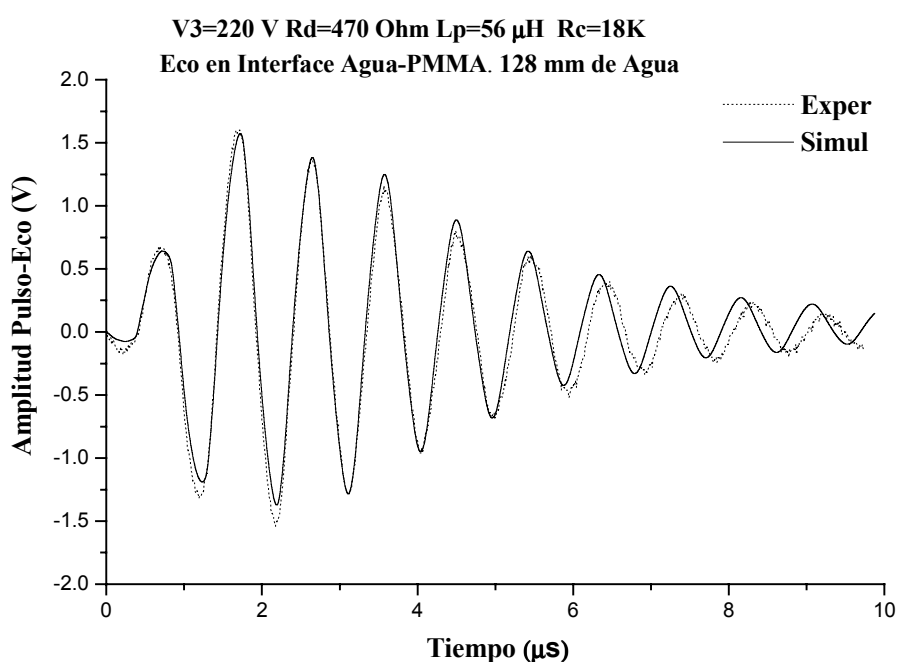


Figura 8.14. Señales Pulso-Eco, experimental (····) y simulada (—), transductor MODQ emitiendo en Agua. Con sintonización $L_p = 56\ \mu\text{H}$ y con excitación moderadamente alta.

A diferencia de los resultados mostrados en la figura 8.14, aquí el pulso de cada señal pulso-eco presenta claramente una menor longitud temporal, lo que resulta muy favorable en aplicaciones de visualización. Este acortamiento está motivado por el valor de la sintonización en paralelo, $L_p = 22\mu\text{H}$, en este caso menor que $L_p=56\ \mu\text{H}$, lo que provoca un efecto más

fuerte de acortamiento de la longitud temporal del pulso eco-gráfico. Los motivos profundos de ello residen en la importante influencia de L_p sobre la anchura del pulso excitador. Además, en este caso la sintonización está próxima al valor de cancelación de la capacidad estática del transductor. Por ello, el eco es también algo mayor en amplitud.

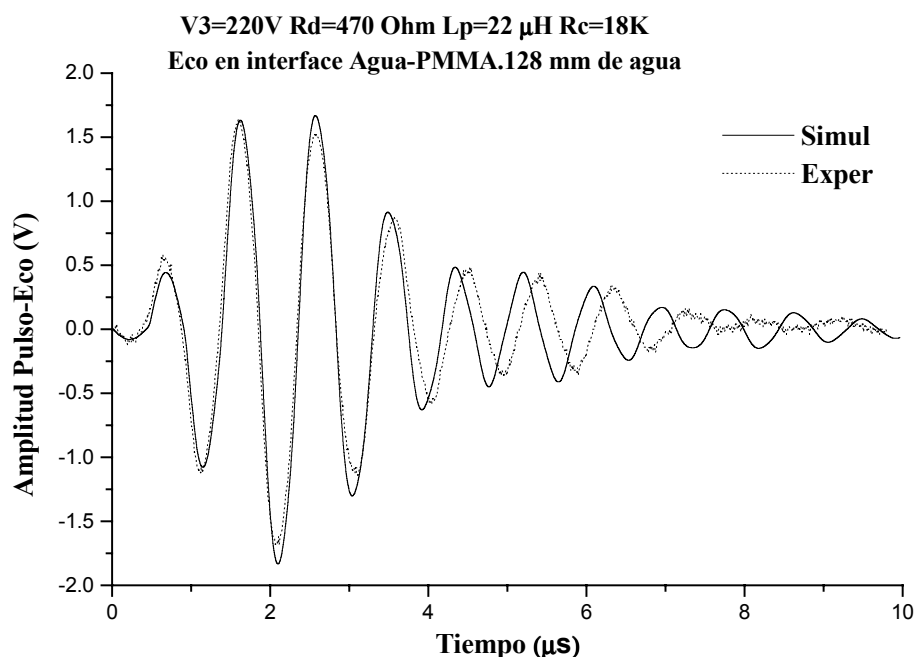


Figura 8.15. Señales Pulso-Eco, experimental (····) y simulada (—), del transductor MODQ emitiendo en Agua. Con una sintonización $L_p = 22 \mu H$ y con excitación moderadamente alta.

En la figura 8.16, se presenta la contrastación gráfica de las curvas experimental y simulada, correspondientes al mismo transductor MODQ excitado en condiciones de amortiguamiento más fuerte que en los casos mostrados en los ejemplos anteriores.

En este ejemplo, ambas respuestas pulso-eco corresponden a los siguientes valores para los parámetros excitadores: $R_d = 100 \text{ Ohm}$, $V_3 = 220 \text{ V}$, y $R_c = 18 \text{ K}$. $L_p = \text{infinito}$.

La concordancia existente entre ambas curvas es razonablemente buena. Esto es más notable en la forma de onda, la cual logra ser mejor ajustada para los primeros ciclos de ambas señales. Debe destacarse como, en este caso, bajo condiciones de amortiguamiento más fuertes ($R_d = 100 \text{ Ohm}$), lógicamente la amplitud del eco obtenido es claramente inferior a la de los casos mostrados anteriormente con el mismo transductor MODQ. A cambio de ello se acorta algo la duración de los pulsos, lo que resulta adecuado para aplicaciones de visualización ultrasónica.

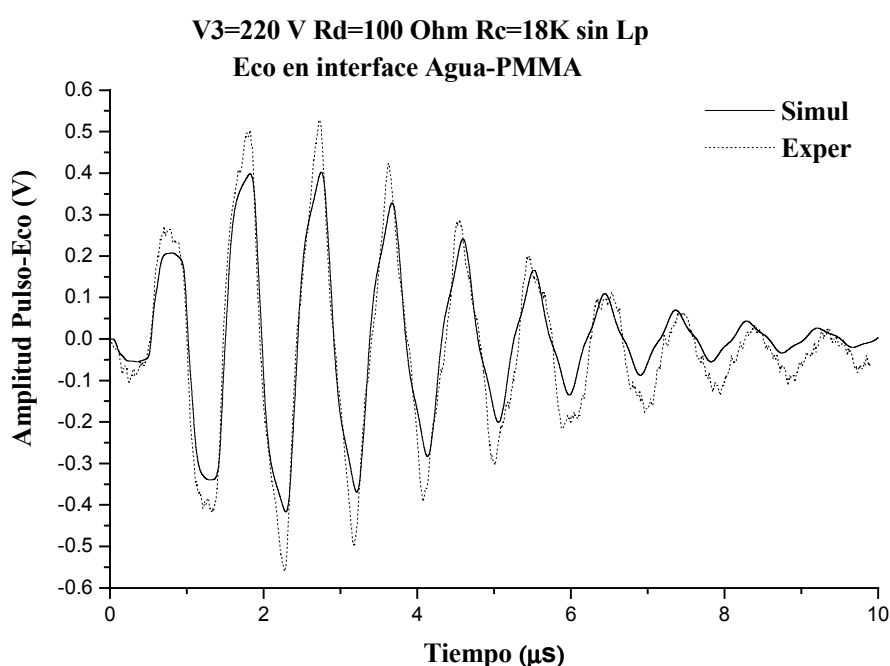


Figura 8.16. Señales Pulso-Eco, experimental (⋯) y simulada (—), del transductor MODQ emitiendo en Agua. Con amortiguamiento $R_d = 100 \text{ Ohm}$, sin inductancia paralelo y con excitación moderadamente alta.

También, y a diferencia de los casos anteriormente mostrados, aquí la amplitud de la curva de simulación es apreciablemente inferior a la amplitud de la curva experimental. Tal vez, las mayores corrientes resultantes a través del Transistor Mos-Fet, de los elementos del

circuito de salida y del transductor, puedan hacer aparecer levemente algún nuevo efecto no ideal.

Un ejemplo similar al de la figura 8.16, aparece mostrado en la figura 8.17, pero con la diferencia que en este caso se utilizó una inductancia L_p de 56 μH , para obtener las respuestas pulso-eco. La concordancia aquí puede considerarse razonablemente buena, especialmente en lo que atañe a la frecuencia. Aparecen también ligeras diferencias en la amplitud y la forma de onda. La amplitud de estas curvas es ligeramente superior a la de las presentadas en la figura anterior y también se puede apreciar que la respuesta simulada vuelve a ser algo inferior en amplitud a la experimental, por los mismos motivos comentados para la figura anterior 8.16.

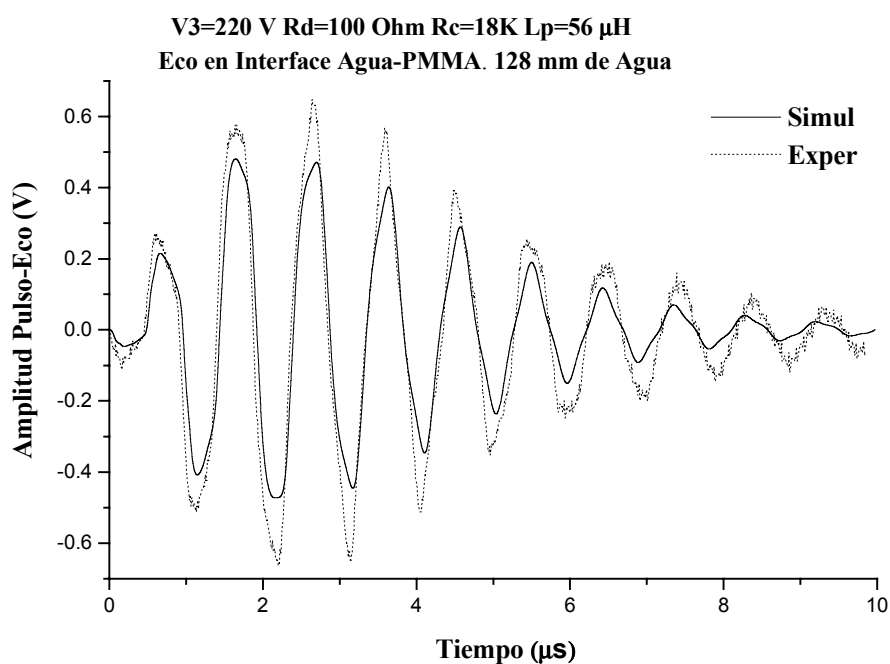


Figura 8.17. Señales Pulso-Eco, experimental (····) y simulada (—), del transductor MODQ emitiendo en Agua. $R_d = 100 \text{ Ohm}$, $L_p = 56 \mu\text{H}$ y excitación moderadamente alta.

Realmente estas diferencias en amplitud de las dos última figuras son pequeñas, frente a las usuales en este tipo de simulaciones de señales ultrasónicas, en presencia de pérdidas de

origen múltiple donde, en muchas ocasiones, las publicaciones no suelen considerar contrastaciones de este tipo “cuantitativo” y se limitan a mostrar ambas curvas normalizadas.

Únicamente hemos resaltado esta circunstancia de la pequeña discrepancia en amplitud, frente a las figuras anteriores, como un hecho curioso en comparación con los casos de menor amortiguamiento eléctrico, y que podía ser objeto de análisis posteriores más detallados.

8.7.2. Respuestas pulso-eco en PMMA de un transductor de banda ancha con contramasa trasera adaptación delantera (MODQ_{CA}) emitiendo a través de agua.

A continuación presentaremos las comparaciones de diferentes respuestas temporales pulso-eco (simuladas y experimentales) desde una interfase Agua-PMMA, que fueron obtenidas con un nuevo transductor, el modelo MODQ_{CA} (diseñado para emitir sobre materiales de tipo plástico en END /82/). Posteriormente, en el apartado siguiente, mostraremos los resultados ecográficos con el mismo transductor, pero desde una interfase PMMA-Aire y con el transductor emitiendo directamente sobre PMMA.

Las propiedades de este transductor aparecen detalladas en la Tabla 5.5. Los resultados de simulación fueron obtenidos con el diagrama circuital de la Figura 8.2, donde se han incluido líneas de transmisión específicas para las capas de adaptación de impedancias acústicas (en emisión y recepción) que incorpora este transductor. Las respuestas experimentales se obtuvieron con las condiciones descritas en el epígrafe 5.4.2 del Capítulo 5.

La figura 8.18 muestra una comparación de las respuestas pulso-eco (simulada y medida) pertenecientes a este transductor MODQ_{CA}.

Para obtener ambas respuestas, tanto en la configuración experimental del excitador, como en el diagrama circuital utilizado para modelar el mismo, se consideraron estos valores para los parámetros: $V_3 = 220\text{V}$, $R_d = 470\ \Omega$, $L_p = 22\ \mu\text{H}$, $R_c = 18\text{K}$.

Adicionalmente, en la respuesta simulada se utilizaron los siguientes valores para algunos parámetros de la capa de adaptación: Tiempo de transito de la onda ultrasónica longitudinal a través de la capa $T_{\text{capa}} = 333\ \text{ns}$ e Impedancia acústica específica del material de la capa $Z_{\text{capa}} = 4\ \text{MRayl}$. Las propiedades de esta capa no eran conocidas con precisión y se han estimado a partir de algunas informaciones parciales del fabricante y de estimaciones experimentales disponibles en el laboratorio.

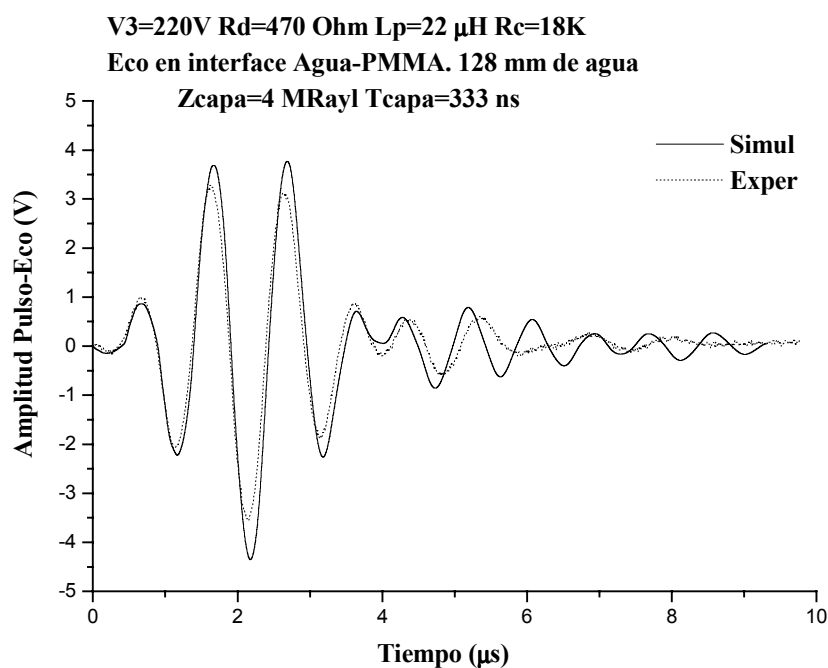


Figura 8.18. Señales Pulso-Eco del transductor $MODQ_{CA}$ emitiendo en Agua obtenidas con $R_d = 470\ \Omega$, $L_p = 22\ \mu\text{H}$ y excitación moderadamente alta. Experimento (.....) y simulación (—).

La curva simulada aparece representada por una línea sólida y la experimental esta representada mediante puntos. Puede comprobarse como la duración del pulso es ya algo más corta que en caso del transductor sin capa de acoplamiento. La comparación permite apreciar que existe un ajuste muy bueno entre ambas curvas, siendo éste mucho más notable entre los primeros cuatro ciclos de ambas señales pulso-eco.

La figura 8.19 representa una comparación similar a la mostrada en la figura anterior pero, en este caso, las respuestas temporales pulso-eco se obtuvieron con condiciones de amortiguamiento en la señal de excitación mucho más fuertes. En este ejemplo el valor de la resistencia de amortiguamiento R_d fue de 100 Ohm. Todos los demás parámetros incluidos en este caso conservaron los mismos valores que en la figura anterior. Puede constatarse con claridad que la concordancia entre la curva experimental y la curva simulada, es excelente.

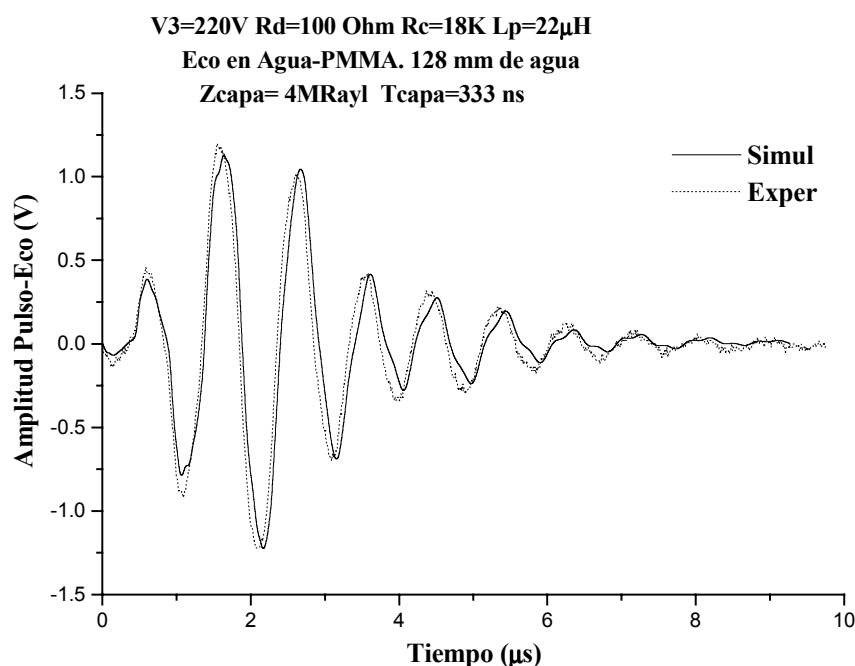


Figura 8.19. Señales Pulso-Eco del transductor $MODQ_{CA}$ emitiendo en Agua. Eco en PMMA.

$R_d = 100\text{ Ohm}$, $L_p = 22\ \mu H$ y excitación moderadamente alta. (....)

Experimento, (—) Simulación.

En los ejemplos mostrados en estas últimas dos figuras 8.18-8.19, las respuestas pulso-eco se obtuvieron para condiciones moderadamente altas de excitación: la fuente de voltaje V_3 tenía un valor de 220 V. A continuación, mostraremos dos comparaciones de respuestas temporales pulso-eco, asociadas a este mismo transductor, pero obtenidas para condiciones de alto voltaje o alta amplitud de excitación.

Para ello, hemos seleccionado para V_3 un valor de 415 Voltios. Así, en la figura 8.20 se muestran las curvas de respuesta temporal pulso-eco sobre PMMA, del mismo transductor MODQ_{CA} emitiendo en agua, pero con el pulso excitador de mayor amplitud. Los restantes parámetros son: $R_d = 100 \text{ Ohm}$, $R_c = 18 \text{ K}$ y $L_p = 22 \text{ } \mu\text{H}$.

La comparación de ambas señales muestra de nuevo que existe un ajuste muy bueno entre ambas. Por señalar alguna diferencia entre ellas, en los primeros ciclos de ambas señales existen diferencias muy pequeñas en la amplitud de los picos, así como también un pequeño desfase entre los últimos ciclos de ambas respuestas eco-gráficas.

Un ejemplo similar a este último es el mostrado en la figura 8.21. En este caso, las condiciones fueron muy parecidas a las detalladas para la figura anterior. La única diferencia está dada por el valor de la inductancia paralelo L_p , que aquí tiene un valor de $56 \text{ } \mu\text{H}$. La observación de ambas curvas permite constatar una concordancia razonablemente buena entre ambas. Las diferencias de amplitudes instantáneas entre los ciclos de ambas señales son pequeñas al igual que el desfase existente entre estos, el cual solo se hace significativo a partir del quinto ciclo de ambas curvas.

Comparando las amplitudes de las curvas mostradas entre las figuras 8.20 y 8.21, se aprecia que las señales de esta última presentan en general, amplitudes ligeramente más grandes. Ello es debido a que la inductancia paralelo elegida proporciona un ajuste favorable de la anchura del pulso de excitación /79/.

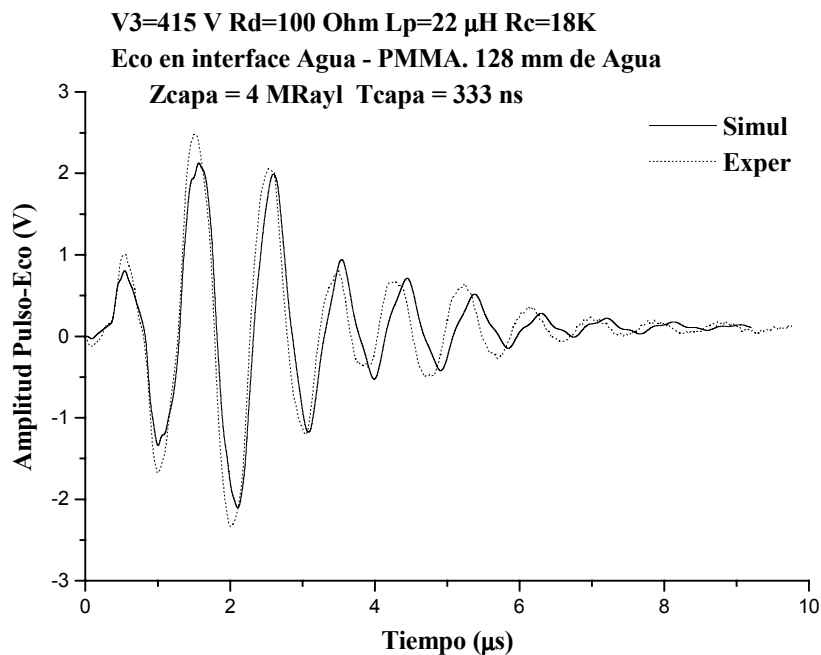


Figura 8.20. Señales temporales Pulso-Eco del transductor MODQ_{CA} emitiendo en Agua.

Rd = 100 Ohm, Lp= 22 μH y excitación con alta tensión. (····) Experimento, (—) Simulación.

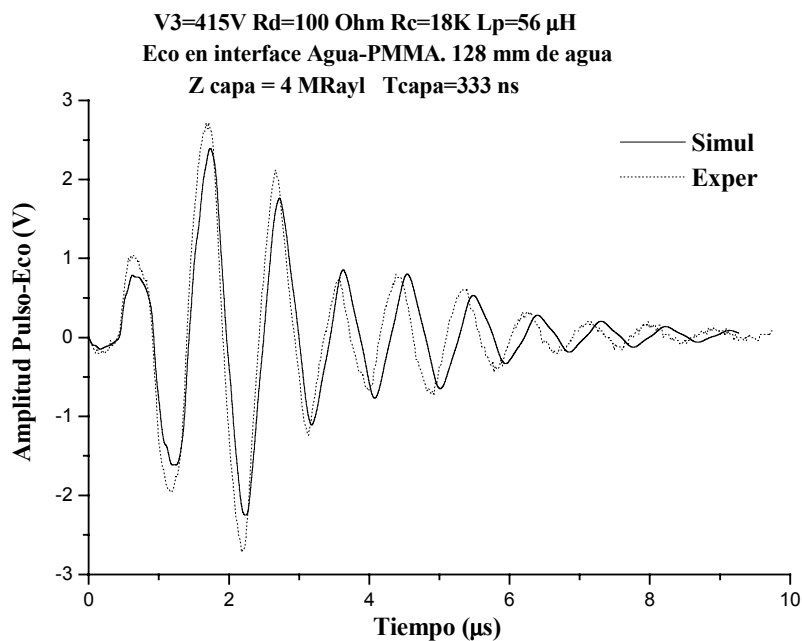


Figura 8.21. Respuestas temporales Pulso-eco del Transductor MODQ_{CA} emitiendo en Agua.

Rd = 100 Ohm, Lp= 56 μH y excitación con alta tensión. (····) Experimento, (—) Simulación.

8.7.3. Respuestas pulso-eco por reflexión en aire del transductor (MODQ_{CA}) emitiendo a través de una placa de PMMA.

En este apartado presentamos comparaciones de los resultados obtenidos por simulación y medición experimental, de diferentes pulsos eco-gráficos del transductor END modelo MODQ_{CA}. Las señales pulso-eco en la interfase PMMA-aire aquí presentadas se corresponden con la emisión del transductor sobre dos piezas paralelepédicas constituida por PMMA, cada una con un espesor diferente. En todos los casos, las respuestas pulso-eco experimentales fueron obtenidas con las condiciones descritas en el epígrafe 5.4.3 del Capítulo 5.

En la figura 8.22 se presenta una comparación muy similar a la de las figuras anteriores, en las que la emisión era sobre agua, y las con tensiones de moderadamente altas.

Los valores de los parámetros de excitación fueron: $R_d = 470 \text{ Ohm}$, $L_p = 22 \text{ } \mu\text{H}$, $R_c = 18\text{K}$ y $V_3 = 220 \text{ V}$.

El pulso eco-gráfico que representan ambas curvas se corresponde con una señal que viaja 39.4 mm, en el recorrido total de ida-vuelta, a través de PMMA. En esta figura se observa una concordancia buena entre la curva experimental y la curva simulada, mucho más notable incluso entre los primeros 4 ciclos del pulso.

Una comparación entre una respuesta simulada y otra experimental del mismo transductor, pero para condiciones de alto voltaje, se muestra en la figura 8.23. Los parámetros del excitador fueron: $V_3 = 415 \text{ V}$, $R_d = 100 \text{ Ohm}$, $L_p = 22 \text{ } \mu\text{H}$ y $R_c = 18\text{K}$. Al igual que en el caso anterior, los dos pulsos eco-gráficos mostrados se corresponden con una señal que viaja en total 39.4 mm a través de PMMA. La concordancia entre ambas curvas es muy buena en la forma de onda, con algunas diferencias menores en amplitud.

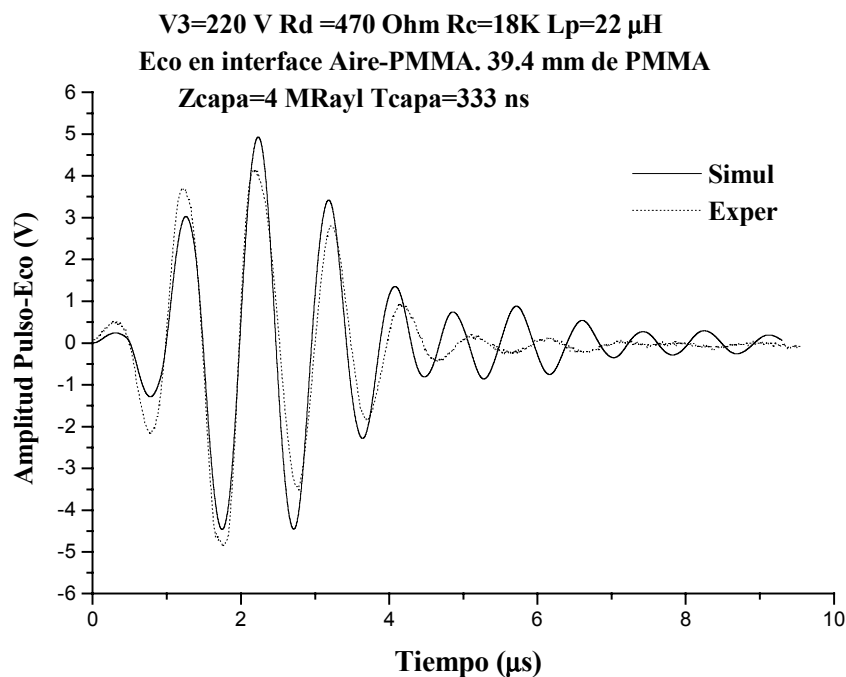


Figura 8.22 Comparación de señales de Eco en la interfase PMMA-Aire correspondientes al transductor $MODQ_{CA}$ emitiendo en PMMA. $R_d = 470 \text{ Ohm}$, $L_p = 22 \text{ uH}$ y excitación moderadamente alta. (....) Experimento, (—) Simulación.

Una comparación similar a esta última se presenta en la figura 8.24, para unos parámetros R_d , R_c , L_p y V_3 como en el caso anterior, pero aquí las señales pulso-eco se corresponden con una señal que viaja 81.4 mm (en total) a través de PMMA, es decir la reflexión se produce en las inmediaciones del último máximo de la presión acústica en el eje (transición entre campos cercano y lejano). Se puede apreciar con claridad, que el ajuste entre ambas curvas es, una vez más, muy bueno, destacando la excelente concordancia en las amplitudes de los tres primeros ciclos de las señales ultrasónicas teórica y experimental, amplitudes que recordamos corresponden a escalas absolutas (“contrastación cuantitativa”)

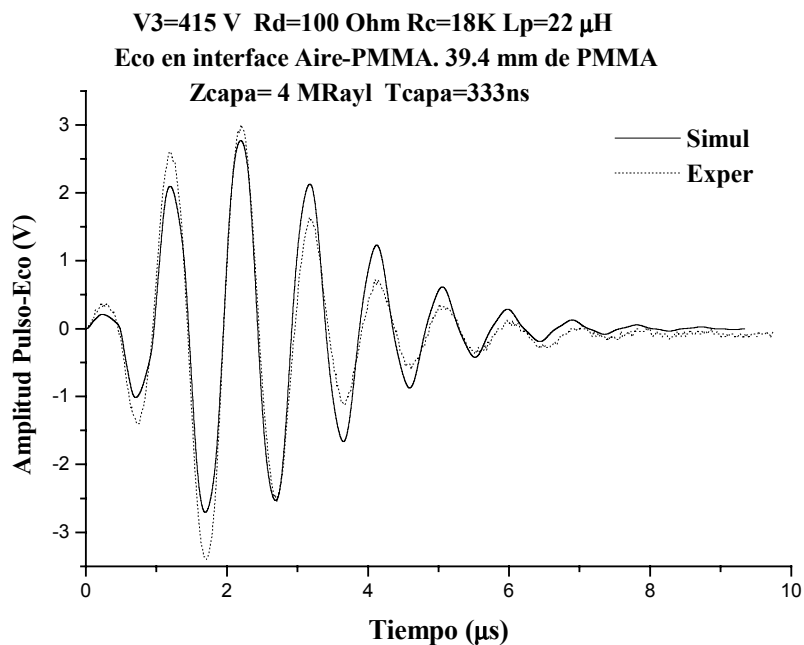


Figura 8.23. Señales de eco en la interfase PMMA-Aire correspondientes al transductor $MODQ_{CA}$ emitiendo en PMMA. $R_d = 100 \text{ Ohm}$, $L_p = 22 \mu\text{H}$ y excitación con alta tensión. (.....) Experimento, (—) Simulación.

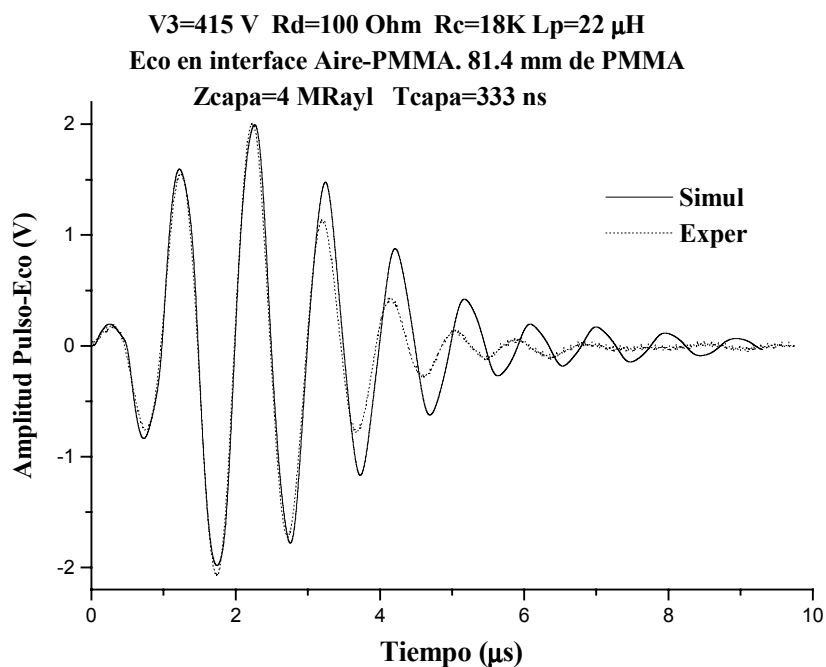


Figura 8.24. Señales de eco en la interfase PMMA-Aire correspondientes al transductor $MODQ_{CA}$ emitiendo en PMMA. $R_d = 100 \text{ Ohm}$, $L_p = 22 \mu\text{H}$ y excitación con alta tensión. (.....) Experimento, (—) Simulación.

8.8. Principales aportaciones del capítulo.

A partir de las aproximaciones que propusimos en el capítulo 6, se han generado nuevos modelos perfeccionados para los transceptores ultrasónicos usados en visualización, que incorporan una mayor precisión aún para diversos aspectos prácticos que estaban pendientes de una modelación rigurosa, que se refieren tanto a las partes piezoeléctricas y electrónicas, como a la propagación pulsada en el medio de inspección.

Estos nuevos modelos se aplicaron en simulación de nuevas configuraciones de visualización, con transductores comerciales fabricados específicamente para END, y utilizando en esta ocasión, como parámetros básicos de transducción, los resultantes de los métodos de estimación mediante algoritmos genéticos expuestos en el capítulo séptimo.

Los resultados así obtenidos para las simulaciones tanto de las respuestas de la etapa de excitación como de las señales pulso-eco resultantes, con transductores de banda ancha incorporando un elemento de amortiguamiento trasero, mostraron ya una excelente concordancia con las formas de onda experimentales, no sólo en cuanto a la forma de las distintas respuestas pulsadas, sino también en lo referente a sus amplitudes instantáneas.

Se contrastaron resultados tanto para el impulso eléctrico de excitación como para las señales ecográficas recibidas después de su propagación bi-direccional en dos tipos de medios, y bajo variados supuestos en la configuración electrónica, incluyendo casos de sintonización inductiva tanto con moderada como con alta tensión en la excitación.

Finalmente, se extendieron y aplicaron los modelos resultantes para el caso de los transductores típicos de visualización en la práctica de los ensayos END, que incorporan

además una sección de adaptación de impedancias acústicas con el medio irradiado, particularizándolo para un transductor comercial concreto. En estas condiciones también se obtuvo una excelente concordancia entre los resultados predichos por el modelo global resultante y las señales efectivamente medidas en nuestro laboratorio.

CAPITULO 9

PROPUESTA Y APLICACIÓN DE MÉTODOS PARA
ANÁLISIS PARAMÉTRICO EN RÉGIMEN TRANSITORIO
DEL EFECTO DE LAS ETAPAS ELECTRÓNICAS
NO LINEALES SOBRE LAS RESPUESTAS
EN VISUALIZACIÓN ULTRASÓNICA

CAPITULO 9

PROPUESTA Y APLICACIÓN DE MÉTODOS PARA ANÁLISIS PARAMÉTRICO EN RÉGIMEN TRANSITORIO DEL EFECTO DE LAS ETAPAS ELECTRÓNICAS NO LINEALES SOBRE LAS RESPUESTAS EN VISUALIZACIÓN ULTRASÓNICA

9.1. Introducción y Justificación.

El desempeño global de muchos sistemas ultrasónicos prácticos de Emisión-Recepción (E-R) que emplean transductores piezoeléctricos en modo espesor, está determinado por las propiedades piezoeléctricas, mecánicas y eléctricas de sus transductores, por la interacción de la onda transmitida con el medio, y por sus etapas electrónicas de emisión-recepción. A su vez, las características de estas respuestas de las etapas electrónicas de emisión-recepción están influenciadas muy notablemente por algunos elementos electrónicos presentes en las mismas y que normalmente no son tenidos en cuenta/30-31,43,77-79,81-84,105,111/ .

Algunos efectos específicos de las etapas eléctricas de emisión-recepción sobre los sistemas ultrasónicos han sido tratados previamente/111,30-31,43,49,77,81,84/. En algunos casos, esto se ha hecho considerando un generador resistivo de onda continua /111/ o en el caso de excitación de banda ancha, con circuitos prácticos de excitación incluyendo invariablemente alguna red de conmutación/30-31,77,84,43,81/.

En los sistemas pulsados de emisión-recepción, presentes en equipos comerciales empleados en END o en imágenes médicas, las componentes electrónicas condicionan

notablemente las características de tiempo y frecuencia de las salidas eléctricas y mecánicas. La compleja interacción existente entre las variadas componentes eléctricas incluidas en las etapas de emisión-recepción, bajo diferentes condiciones de operación, hace difícil la evaluación individualizada de su influencia sobre el funcionamiento global de la transducción piezoeléctrica emisor-receptor. Esta es la razón por la cual, aspectos variados involucrados en disposiciones eléctricas E-R, tales como el acoplamiento eléctrico/30-32,43,78/, las condiciones de amortiguamiento eléctrico /30-31,84/, las características de carga eléctrica del palpador ultrasónico /77/, y el comportamiento no-lineal de algunas componentes/81/ sean analizados por separado en diferentes trabajos.

Este último capítulo está dedicado a la utilización de los nuevos modelos y esquemas de simulación desarrollados en capítulos anteriores, al desarrollo y aplicación de métodos para análisis paramétricos detallados de los aspectos comentados en esta introducción. Estos métodos están orientados a evaluar la influencia, en régimen transitorio no lineal, de los principales parámetros de las etapas electrónicas tanto relativos al pulso de excitación en alta tensión como a la respuesta global de los sistemas ultrasónicos.

Estos análisis se desarrollaron sobre configuraciones típicas de visualización para END, evaluándose sus respuestas temporales transitorias y también los espectros de frecuencias para los modos de operación Ensayo por Transmisión (ET) y Ensayo por Pulso Eco (EPE). Se define una cifra de mérito, obtenida a partir del valor pico de la amplitud espectral y del ancho de banda absoluto, y se aplica en diferentes situaciones de interés práctico.

Estos estudios detallados incluyen la excitación de alta tensión y los elementos no lineales, pero hemos minimizado, a propósito en este capítulo, la consideración de otros

aspectos no ideales más particulares ya analizados minuciosamente en el capítulo anterior para diversas configuraciones (y que dependen bastante de cada caso particular), con la finalidad de no enmascarar las dependencias con los parámetros concretos ahora bajo estudio.

En particular se analizan las influencias, en la amplitud y anchura de banda de las señales recibidas (para ET y EPE), de los valores de los parámetros asociados al amortiguamiento eléctrico y los dispositivos de sintonización. Finalmente, también se analizan las influencias del parámetro capacitivo asociado a la energía de excitación eléctrica sobre la forma de onda y contenido en frecuencia del pulso de salida en alta tensión y de las señales de eco resultantes, para distintas condiciones de amortiguamiento eléctrico.

9.2. Modelo circuital empleado en el análisis paramétrico.

Numerosos equipos ultrasónicos de visualización, como los utilizados en END, y que incluyen sistemas de transducción de banda ancha, usualmente operan mediante configuraciones típicas de (ET) que hemos analizado en sus aspectos más básicos a lo largo de los apartados anteriores.

La estructura de estos transeptores, utilizados en dicho equipamiento ultrasónico de END, puede ser representada para su análisis, mediante tres bloques funcionalmente similares a los representados en la figura 8.1:

- a) la etapa electrónica de emisión
- b) las etapas ultrasónicas y piezoeléctricas involucradas en la operación del sistema.
- c) la etapa de la electrónica de recepción

La Figura 9.1 presenta un diagrama para la simulación de la parte ultrasónica de un transeptor, válido para las configuraciones de EPE y ET y tomando en cuenta (para los

bloques electrónicos) el esquema de modelización propuesto en la Figura 8.1 . Dicho diagrama representa la implementación en PSPICE que utilizaremos en este Capítulo para realizar los distintos tipos de análisis paramétricos que se van a presentar.

Los procesos ultrasónicos y piezoeléctricos aparecen representados en este diagrama mediante implementaciones de los transductores piezocerámicos usando el modelo básico de Leach /53/ extendido por Püttmer y además algunos bloques adicionales para modelar el acoplamiento al medio y la propagación acústica: dos líneas de transmisión asociadas con las capas de acoplamiento de impedancia acústica, algunos componentes resistivos y una fuente de voltaje dependiente de voltaje. Este último elemento presenta las mismas características que sus componentes homólogos presentados en las Figuras 6.2, 6.4 y 6.6. Las resistencias (R_f , R_t) al igual que en esquemas anteriores, representan a las cargas mecánicas de los transductores piezocerámicos en sus dos caras.

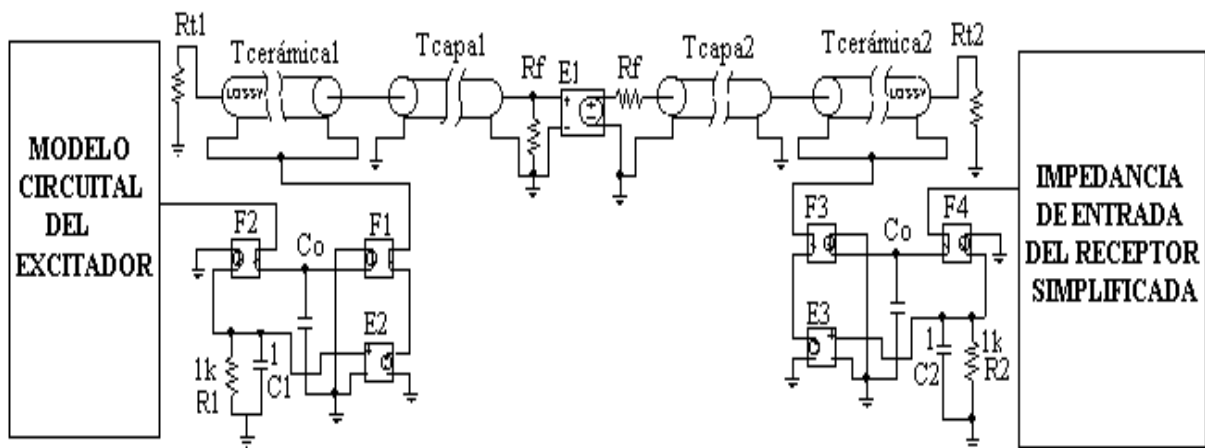


Figura 9.1 Implementación circuital en PSPICE del proceso completo valida para Ensayo por Pulso-Eco y Ensayo por Transmisión con transceptores ultrasónicos de banda ancha

9.3. Análisis paramétrico del efecto de la resistencia de amortiguamiento en presencia o ausencia de acoplamiento inductivo. Resultados para configuraciones de ET.

Para la evaluación de estos aspectos en (ET) se utilizaron los transductores Q1 y Q2 algunos de cuyos parámetros medidos experimentalmente aparecen representados en la Tabla 5.6.

En este análisis, se asumió que la superficie frontal del segundo transductor esta acoplada mecánicamente y es perfectamente paralela a la superficie del transductor emisor, para asegurar que los pulsos ultrasónicos sean recibidos desde una dirección normal a la de la superficie del transductor receptor, después de propagarse en campo cercano una distancia de 20 mm a través de un material plástico (PMMA). La impedancia acústica específica del PMMA es aproximadamente de 3.2 Mrayl . Los efectos derivados de la difracción ultrasónica fueron despreciado en nuestro análisis ya que la señal global de eco-integra bastante eficazmente las irregularidades en zonas axiales y perimétricas del campo cercano.

La Figura 9.2 muestra los voltajes “pico a pico” de la respuesta temporal en la etapa de recepción, como función de valores típicos en la resistencia de amortiguamiento del emisor para END. Las respuestas simuladas son mostradas para dos condiciones extremas de acoplamiento inductivo: a) con un doble acople inductivo muy eficiente, teniendo valores diferentes en la recepción y en la emisión (optimizados /78-79/ para un caso práctico); b) sin acoplamiento inductivo en la emisión y en la recepción. Puede observarse que en ambos casos (a) y (b), para valores pequeños de la resistencia de amortiguamiento (menores de 60 Ohm) se producen reducciones muy fuertes en las amplitudes de la señal recibida. En todos estos casos, estas amplitudes son al menos un 100 % superiores cuando las redes inductivas optimizadas están presentes (a). Este comportamiento es consistente con las variaciones

observadas en otros estudios previos más simplificados, los cuales fueron desarrollados únicamente solo para la recepción piezoeléctrica /31/ o para montajes pulso-eco donde se usaron aproximaciones clásicas del transceptor asumiendo un generador de señales lineal y resistivo /49, 111/.

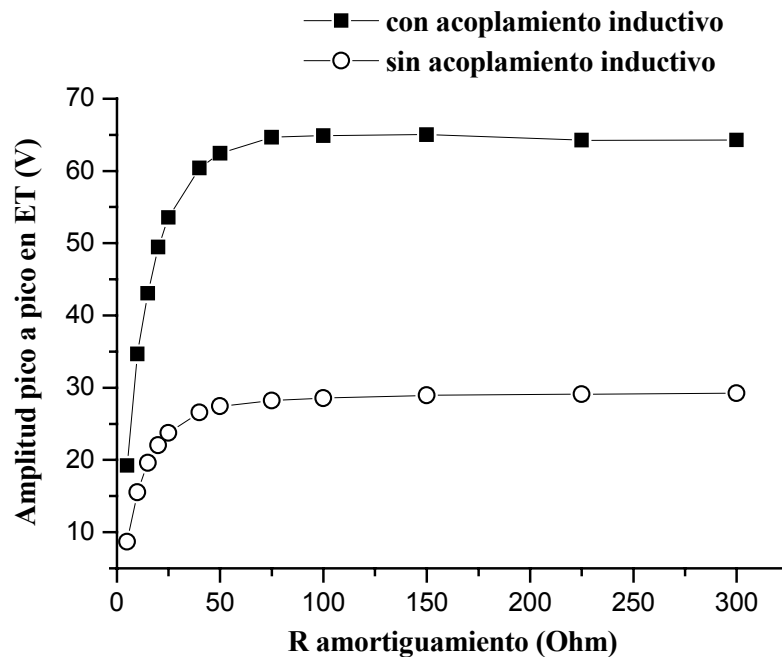


Figura 9.2. Amplitudes Pico a Pico de las señales recibidas en ET como una función de R_d^e : (a) ■-con acople inductivo en ET (b) ○-sin acople inductivo.

La Figura 9.3 muestra las variaciones correspondientes del ancho de banda absoluto, medido a -3dB , de las señales recibidas en ET. Puede notarse como, en ausencia del acople inductivo (b), el ancho de banda disminuye para valores crecientes de la resistencia de amortiguamiento. Este efecto es más pronunciado (para valores pequeños de R_d) cuando las dos redes de acople inductivo en emisión y recepción están incluidas. Sin embargo, en este último caso, y para algunos valores elevados de la resistencia de amortiguamiento (a partir de

100 Ohm), el ancho de banda puede incrementarse ligeramente debido a la influencia compleja de la “red de amortiguamiento selectivo” sobre las bandas transmitidas, especialmente a través de la interacción con las formas de onda del spike resultante /84/. En el rango total de variación del amortiguamiento eléctrico, el caso con acoplamiento inductivo (a) presenta anchos de banda mucho mejores que el caso contrario (b). Este resultado no es común para la mayoría de los generadores de señal convencional, donde el ancho de banda suele sufrir distorsiones y reducciones por la presencia de acople inductivo/30,38/.

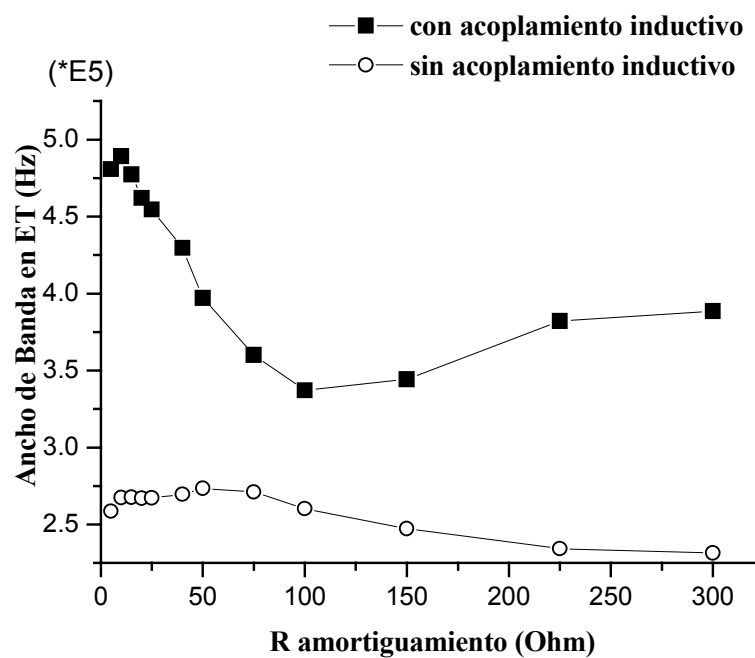


Figura 9.3 Evolución del Ancho de Banda de la señal recibida en ET: (a) ■-con acople inductivo optimizado en ET; (b) ○- sin acople inductivo

Como una posible cifra de mérito, que pudiera ser útil para la evaluación en algunos casos prácticos de END, utilizamos el producto del (Ancho de Banda) por (la Amplitud del Pico Espectral) de la señal, y que denotamos como PApeAb. Para el caso en estudio, la Figura 9.4 presenta esta cifra de mérito PApeAb como función de la resistencia de amortiguamiento. En el caso inductivo, se puede observar claramente una zona óptima para este parámetro, situado en el rango entre 25 y 75 Ohmios. Se aprecia también un buen desempeño para los

valores más altos de la resistencia de amortiguamiento, por encima de los 200 Ohmios. En toda esta zona de interés, a partir de los 25 Ohm, la sintonización inductiva ofrece una mejora muy importante del PApeAb, que llega a ser mayor del 200 %. En el caso de acoplamiento no inductivo (b), hay un rango bastante amplio (a partir de 50 Ω) con un valor bajo pero prácticamente constante para esta cifra de mérito. En ambos casos, el PApeAb presenta un comportamiento muy estable para los rangos paramétricos analizados, de acuerdo con las condiciones seleccionadas para la electrónica. La razón de este comportamiento parece residir en que existe una complementación muy eficaz entre las variaciones (con el nivel de amortiguamiento) de las amplitudes espectrales y del ancho de banda, lográndose así compensar entre sí sus “zonas deficientes”.

Para el caso de análisis de señales en END, este tipo de conclusiones, basadas en parámetros similares al PApeAb, necesitarían ser complementados con otros aspectos, los cuales pueden variar con los diferentes tipos de aplicaciones. Por ejemplo, en casos de ensayos sufriendo alta atenuación acústica dentro del material, y donde las señales están ocultas por el ruido eléctrico o estructural /52,82/, esta cifra de mérito no resulta muy adecuada para los propósitos de evaluación debido a que además deberían ser considerados en este caso otros parámetros. De hecho, en nuestro ejemplo, las reducciones en la sensibilidad del ensayo son muy severas en el intervalo de mayor amortiguamiento, ver Figura 9.2 y, para el rango de amortiguamiento más débil (Resistencia R_D en paralelo elevado), la relación señal-ruido disminuye como resulta bien conocido para los receptores electrónicos. Por estas razones, en muchos casos prácticos debe adoptarse un compromiso. Por ejemplo, en una aplicación desarrollada en nuestro laboratorio, anterior donde fue usada una disposición

ultrasonica de ET muy similar para inspeccionar material aeronáutico/78,82/, fue seleccionado un valor final de 100 Ohms para la resistencia de amortiguamiento en emisión como valor optimo. La selección de este valor estuvo motivada porque, en dicha aplicación, la atenuación registrada en la parte más gruesa de la pieza inspeccionada era inusualmente alta. Por consiguiente, en este caso particular, la eficiencia y los aspectos de relación señal-ruido fueron considerados con prioridad sobre las características de la banda. Las formas de onda correspondientes a la señal recibida para esta elección del amortiguamiento ($R_d^e = 100$ Ohms) se muestran en la Figura 9.5, incluyendo los casos de acoplamiento inductivo (a) y no inductivo (b). En el caso (a), la amplitud resultante para la señal directa recibida es de una amplitud especialmente elevada (70 Vpp), como se confirmó posteriormente en el ensayo real desarrollado.

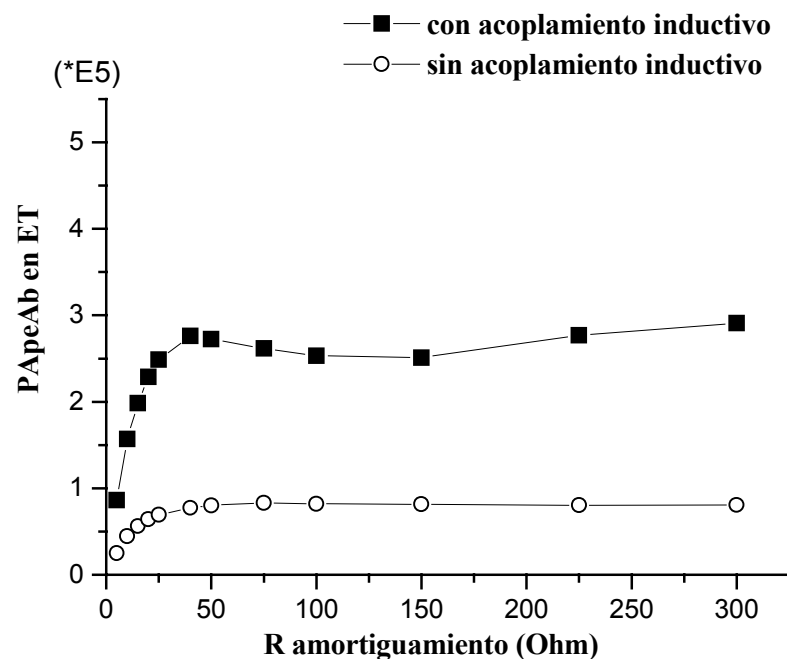


Figura 9.4 Comparación de la Cifra de mérito PA_{peAb} en (ET): (a) ■-con acople inductivo en ET; (b) ○-sin acople inductivo

En la Tabla 9.6 se muestran los parámetros calculados para el circuito equivalente de los transductores Q1 y Q2 que fueron empleados en las simulaciones realizadas en este apartado.

Tabla 9.6 *Parámetros del circuito equivalente de los transductores Q1 y Q2 y de sus capas de acoplamiento acústico.*

Parámetro	Fórmula	Q1	Q2
Impedancia acústica característica [Z_0A]	$\rho v_t^D A$	8.98 KOhm	
Carga Frontal [R_f]	$Z_f A$	9570hm	
Carga Trasera [R_t]	$Z_t A$	1.6 KOhm	1.79Kohm
Capacidad Intrínseca [Co]	$\epsilon^s A / \tau v_t^D$	1.23 nf	1.17 nf
Constante Piezoeléctrica [h_{33}] ($\times 10^9$)	e_{33} / ϵ_{33}^s	1.87	
Relación de Transformación [N]	$h Co$	2.30	2.19
Impedancia acústica característica de la capa de adaptación	$Z_{\text{capa}} * A$	1495 Ohm	
Tiempo de tránsito de la onda en la capa de adaptación acústica [T_{capa}]	Espesor/ v_t^D	228 ns	

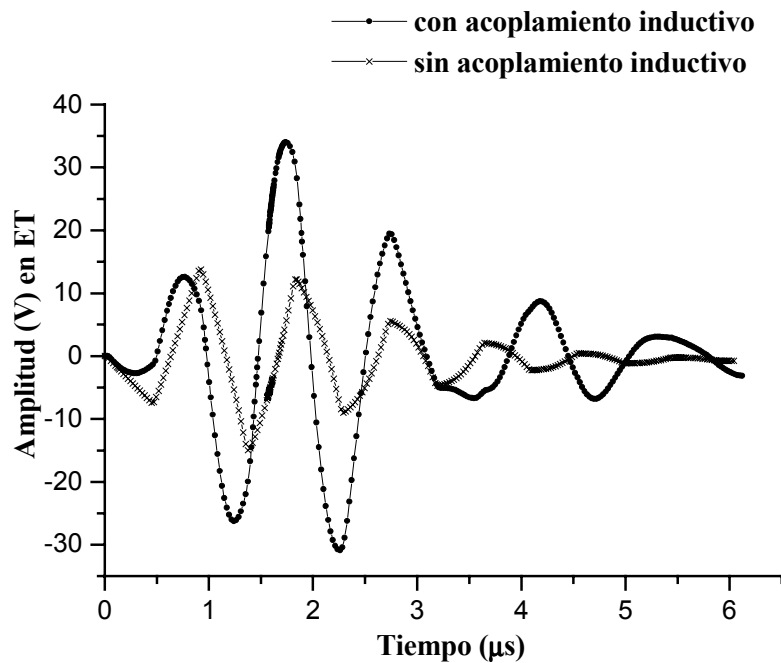


Figura 9.5 *Formas de onda en (ET) para $R_d^e = 100 \text{ ohm}$: (a) ■- con acople inductivo en ET; (b) x- sin acople inductivo*

9.4. Resultados del análisis paramétrico sobre la influencia de la resistencia de amortiguamiento en un ensayo ultrasónico por pulso-eco.

Un análisis similar al desarrollado en la sección previa fue hecho para el transductor emisor Q1 pero funcionando en una configuración EPE. Se consideró que el pulso emitido se propagaba en un medio plástico y que posteriormente se reflejaba en una interfase PMMA-Aire situada a 10 mm de la superficie del transductor.

En la Figura 9.6 se presenta el comportamiento de las amplitudes pico a pico en las señales de eco recibidas, como función de la resistencia de amortiguamiento. Se puede observar como, en la zona en las cual estas amplitudes de señal alcanzan cierta estabilidad, existe un incremento notable de la amplitud desde los 75 Ohm hasta más de 300 Ohm. Este efecto es provocado para este caso de EPE, por la doble presencia del elemento de amortiguamiento, tanto en la etapa de emisión como en la de recepción. Por ello, las amplitudes de señal recibidas resultan más sensibles a valores bajos de R_d que en configuraciones de ET (Véase Fig. 9.2).

El ancho de banda de esta respuesta pulso-eco es mostrada en la Figura 9.7. Esta magnitud aparece representada como pares de curvas obtenidas a -3dB y -6dB del máximo del espectro, y considerando para cada pareja la existencia o no de acoplamiento inductivo. Hemos preferido representar el ancho de banda para dos niveles de amplitud relativa diferentes (-3 dB y -6dB) porque en algunas pruebas de END, realizadas bajo determinadas condiciones específicas, resulta más conveniente tomar el ancho de banda a un nivel de amplitud u otro, según la forma adoptada por la banda frecuencial.

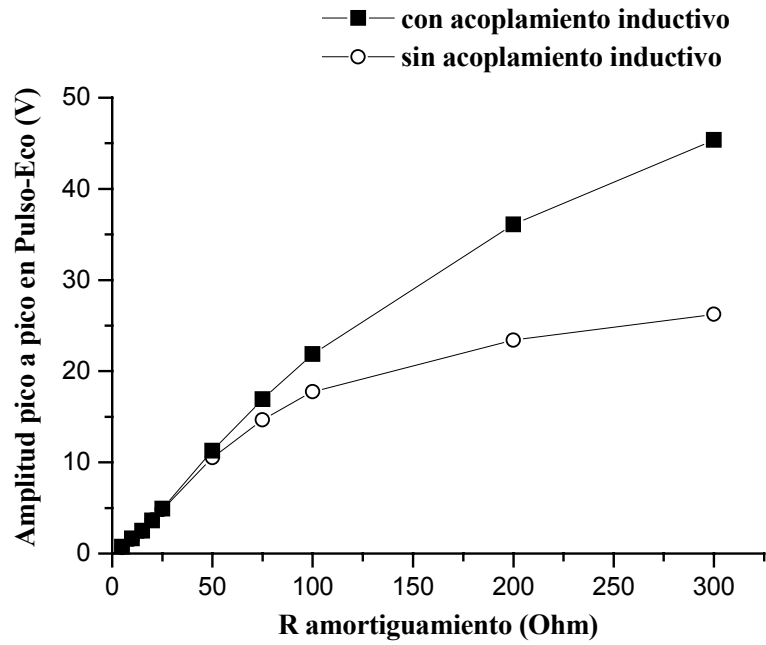


Figura 9.6 Comportamiento de las Amplitudes Pico a Pico en EPE como una función de R_d : (a) ■-con acople inductivo; (b) ○- sin acople inductivo

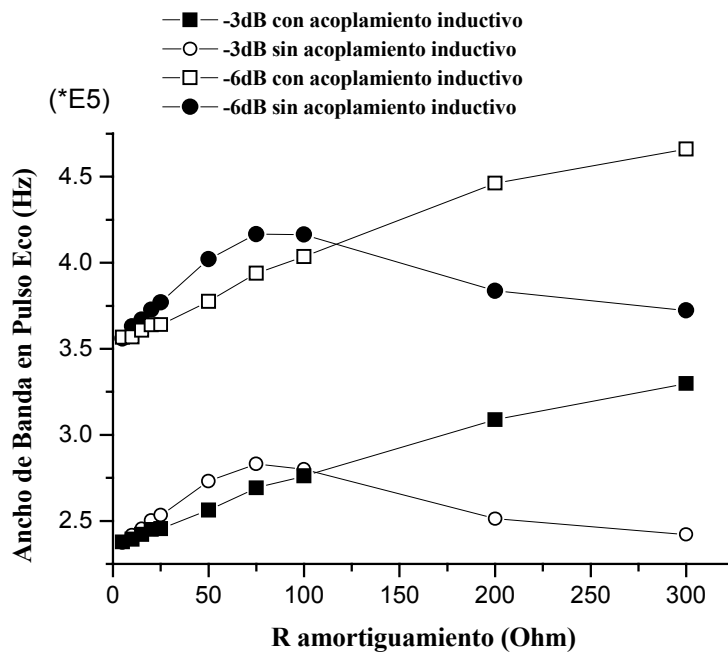


Figura 9.7 Comparación del Ancho de Banda para EPE obtenida a -3dB y -6dB: (a) ■/ □ - con acople inductivo; (b) ○ / ● - sin acople inductivo

De la figura 9.7 se deduce que, en el caso sin acoplamiento inductivo (b), el ancho de banda aumenta con la resistencia de amortiguamiento hasta un valor cercano a los 75 Ohm, a partir del cual comienza a disminuir. Este resultado contrasta con el que se produce en el caso de acoplamiento inductivo, donde el ancho de banda tiene un crecimiento casi lineal con la resistencia de amortiguamiento en todo el rango de valores de ésta. Esto podría ser debido a la presencia, en las etapas de emisión y recepción usadas para END, de elementos no lineales como los diodos rectificadores. Una explicación más detallada de estos aspectos requeriría de un análisis más profundo de la morfología de las bandas frecuenciales y señales temporales involucradas.

La Figura 9.8 muestra la cifra de mérito PA_{peAb} como función de diferentes valores de la resistencia de amortiguamiento, calculada para el caso EPE. Se presentan cuatro curvas, las cuales han sido obtenidas a partir del ancho de banda absoluto medido a $-3dB$ y $-6dB$ y para los dos casos específicos de sintonización inductiva y ausencia de la misma.

Al igual que en el análisis para ET, el parámetro PA_{peAb} puede ser muy útil en muchas aplicaciones de EPE, pero debe ser complementado con otros criterios de amplitud y ancho de banda, en función de las características de las señales eco deseables para cada inspección y para los diferentes tipos de medios de propagación.

A partir de la Figura 9.8, parece bastante claro que el efecto de la componente inductiva común en (E-R) es el incremento de PA_{peAb} de un modo similar a como sucedería en ET. Sin embargo, en este caso, el valor de la única inductancia no puede ser ajustado en una forma óptima para los diferentes requerimientos de dichas etapas de emisión y recepción, disminuyendo así el grado de mejora obtenido en comparación con el caso ET. En todos los

resultados obtenidos para EPE no existe una zona amplia donde el parámetro PApeAb permanezca más o menos constante y cerca del valor optimo, como sucedía en Ensayos por Transmisión, donde este efecto ocurría con cierta independencia del valor adoptado para la resistencia de amortiguamiento (Ver Figura 9.4). De hecho, dicha Cifra de mérito, se incrementa aquí claramente con la resistencia de amortiguamiento, aunque esta tendencia no es observada en los anchos de banda de las señales que presentaban un valor optimo alrededor de los 75 Ohm.

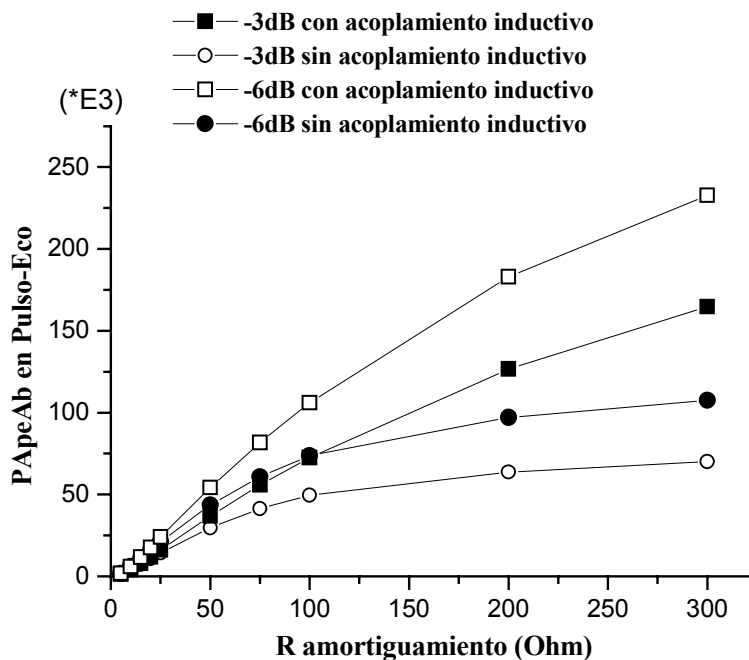


Figura 9.8 Comparación de la cifra de mérito PApeAb para el EPE obtenida a -3dB y -6dB: (a) ■/ □ -con acople inductivo; (b) ○ / ● - sin acople inductivo

Para simular todas las respuestas pulso-eco obtenidas en este apartado se utilizaron las propiedades del circuito equivalente del transductor Q1 que aparecen en la Tabla 9.6.

9.5. Simulación y análisis paramétrico de las influencias de la energía de descarga (parámetro Cd) durante la excitación sobre las respuestas del transceptor ultrasónico.

Utilizando el modelo circuital representado en la figura 9.1 con algunas modificaciones, expondremos a lo largo de este apartado un análisis de la influencia del parámetro asociado a la energía de descarga del excitador (C_d), considerando además dos valores extremos de la resistencia de amortiguamiento ($R_d = 22 \text{ Ohm}$ y $R_d = 470 \text{ Ohm}$), sobre la señal de excitación y sobre el eco recibido en una configuración de EPE específica. En este caso, los elementos L_p^e y L_p^r de la figura 8.1 no fueron incluidos en el análisis y las componentes R_d^e y R_d^r , para este caso de EPE, simbolizan la misma y única resistencia de amortiguamiento R_d . Como ampliación del esquema de simulación empleado en la figura 9.1, en este análisis, los elementos (C_{in} , R_{in}) asociados a la instrumentación de medición, también fueron incluidos en la salida del modelo circuital del excitador.

9.5.1. Simulación y análisis de formas de onda en la señal de excitación y de su dependencia con Cd y el amortiguamiento.

La figura 9.9 muestra una comparación de las formas de onda de la excitación temporal para diferentes valores del parámetro C_d , considerando una condición de amortiguamiento ligero ($R_d = 470 \text{ Ohm}$). En esta figura se observa un claro incremento de la amplitud de pico en la excitación, para valores elevados de C_d , así como ciertas distorsiones sobre la formas de onda del pulso excitador inducidas por las propias vibraciones mecánicas del transductor //77// y causadas, también en parte por la interferencia del proceso de corte del transistor MOSFET en torno a los 2 microsegundos.

Las distorsiones, debidas a la influencia de las vibraciones mecánicas de la carga piezoeléctrica, se observan más claramente para valores de C_d iguales o inferiores a 2.2 nF. Por el contrario, la influencia del proceso de corte del transistor MOSFET sobre las formas de onda se aprecia mejor para los dos valores más altos de C_d .

La figura 9.10 muestra las formas de onda de la excitación simuladas en el dominio del tiempo, para diferentes valores del parámetro de descarga de energía en el excitador y considerando condiciones de amortiguamiento fuerte ($R_d = 22 \text{ Ohm}$). Al igual que en la figura 9.9, la amplitud de la señal de excitación aumenta con el incremento de los valores de C_d . Sin embargo, en este caso no se aprecian las distorsiones sobre las formas de onda del pulso de disparo que aparecían en la figura 9.9. Esto debe estar motivado por la influencia del pequeño valor de la resistencia de amortiguamiento, lo cual provoca entre otros efectos, un fuerte acortamiento del tiempo de subida de la señal de excitación. En este caso, las notables distorsiones previamente observadas (con $R_d = 470 \text{ Ohm}$), causadas por la carga piezoeléctrica y el proceso de corte del transistor MOSFET, no tienen tiempo para actuar durante el intervalo de subida del pulso de excitación.

Las amplitudes del espectro de frecuencia del pulso de excitación, simuladas para algunos de los valores de C_d en las figuras 9.9 y 9.10, son presentadas en las figuras 9.11 y 9.12. En la figura 9.11 se puede apreciar un incremento importante de las amplitudes del espectro para los valores altos del parámetro C_d , aunque éste solo es significativo en el rango de las bajas frecuencias, por lo que no resulta favorable para la anchura de banda efectiva del pulso excitador. Por otra parte, para condiciones de amortiguamiento fuertes ($R_d = 22 \text{ Ohm}$) y valores de C_d inferiores a 9.3 nF, las amplitudes espectrales del pulso de excitación son casi

constantes en el rango de frecuencias analizado, tal y como se muestra en la figura 9.12, es decir corresponden a una excitación en banda “muy ancha”.

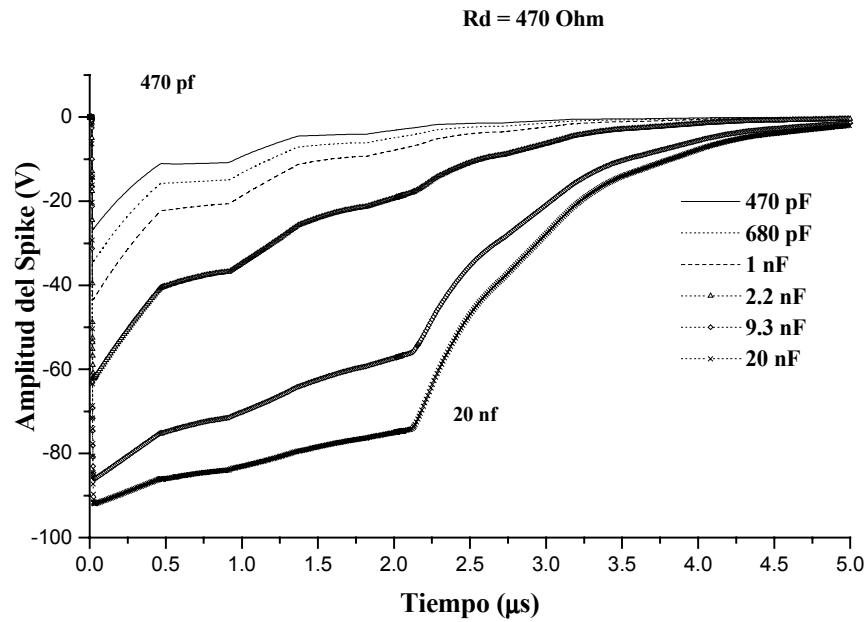


Figura 9.9 Respuestas temporales de la señal de excitación para diferentes valores del parametro Cd y bajo condiciones de amortiguamiento ligero ($R_d = 470 \text{ Ohm}$).

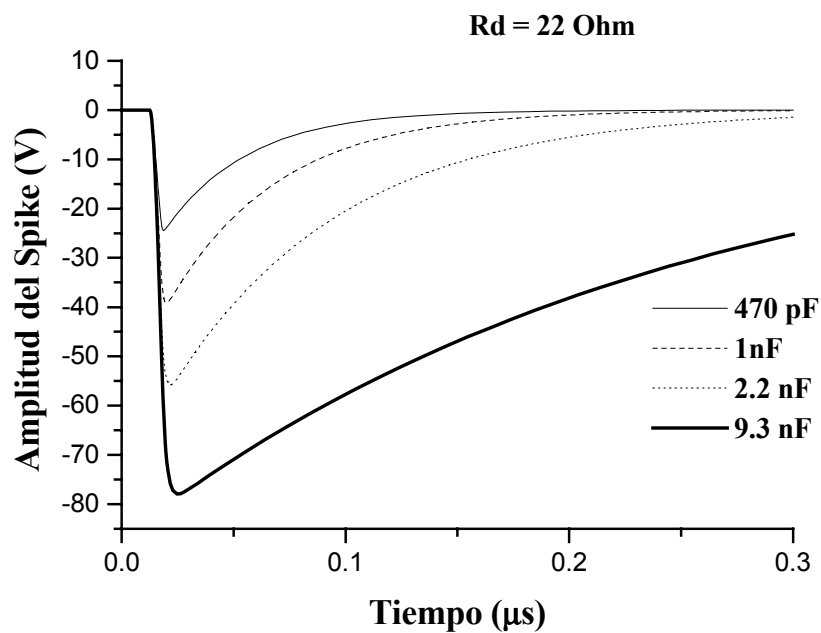


Figura 9.10 Respuestas temporales de la señal de excitación para diferentes valores del parametro Cd y bajo condiciones de amortiguamiento fuerte ($R_d = 22 \text{ Ohm}$).

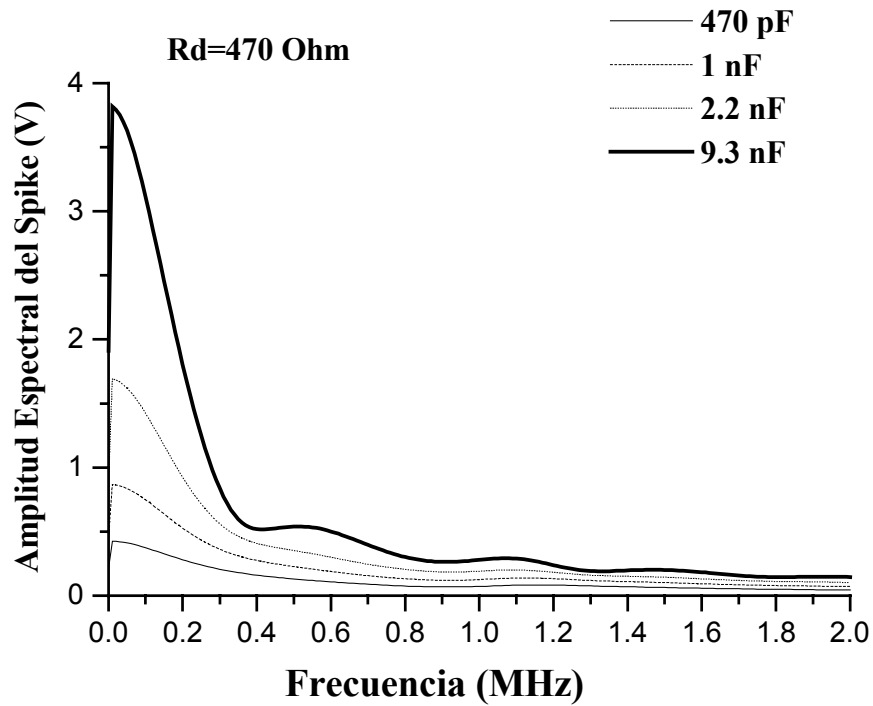


Figura 9.11 Amplitudes espectrales de la señal de excitación para diferentes valores de C_d y condiciones de amortiguamiento ligero ($R_d = 470 \text{ Ohm}$).

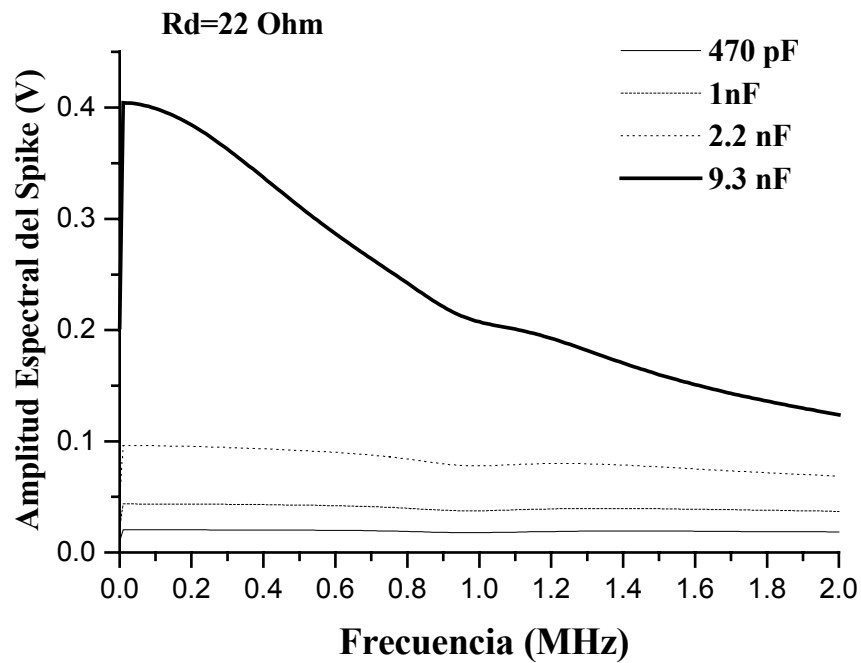


Figura 9.12 Amplitudes espectrales de la señal de excitación para diferentes valores de C_d y condiciones de amortiguamiento fuerte ($R_d = 22 \text{ Ohm}$).

9.5.2. Simulación de las formas de onda ultrasónica recibidas. Dependencia con Cd.

La figura 9.13 muestra las formas de onda obtenidas mediante simulación de ensayos pulso-eco para un efecto de amortiguamiento ligero ($R_d = 470 \text{ Ohm}$) y suponiendo valores variados del parámetro de la energía de descarga Cd. En este caso puede ser observado un incremento sucesivo de las amplitudes así como un cambio apreciable en las formas de onda, para los valores crecientes de Cd seleccionados.

Las amplitudes del espectro de frecuencia, correspondientes a las curvas temporales mostradas en la figura 9.13, son presentadas en la figura 9.14. Para estas condiciones de excitación, el efecto combinado, de un amortiguamiento ligero ($R_d = 470 \text{ Ohm}$) y los valores del parámetro de descarga de energía (Cd) analizados, produce mayores amplitudes para mayores valores de Cd, aunque no se aprecian con claridad mejoras en el ancho de banda. Para el valor mostrado de 9.3 nF se aprecia un incremento de amplitud en la zona cercana a los 200 KHz.

También se realizó un análisis paramétrico del efecto de este componente Cd, incluido dentro de la etapa de emisión ultrasónica, considerando las dos condiciones de amortiguamiento anteriormente usadas ($R_d = 22 \text{ Ohm}$ y $R_d = 470 \text{ Ohm}$). Concretamente se evaluó la influencia de estas condiciones del excitador sobre el tiempo de subida del pulso negativo de excitación resultante.

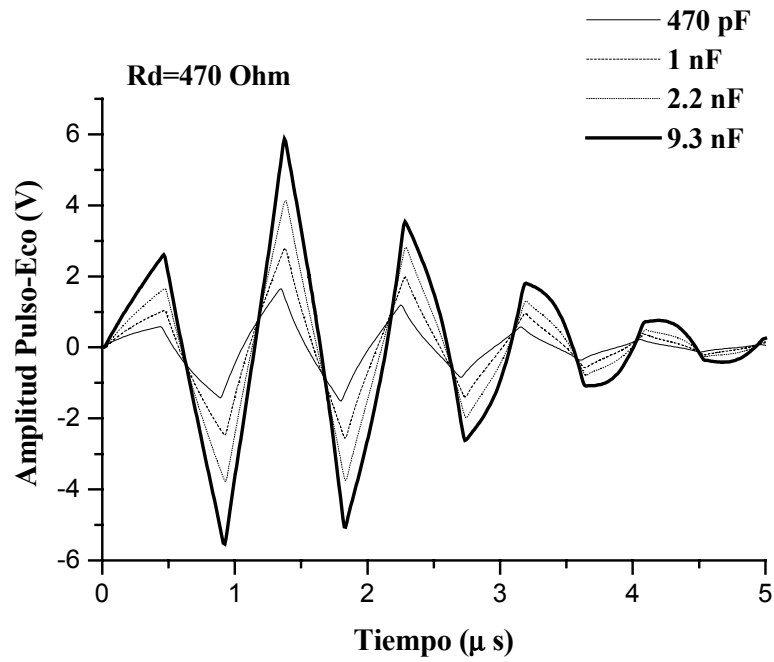


Figura 9.13 Respuesta temporal pulso-eco para diferentes valores de C_d y con condiciones de amortiguamiento ligeras ($R_d = 470 \text{ Ohm}$)

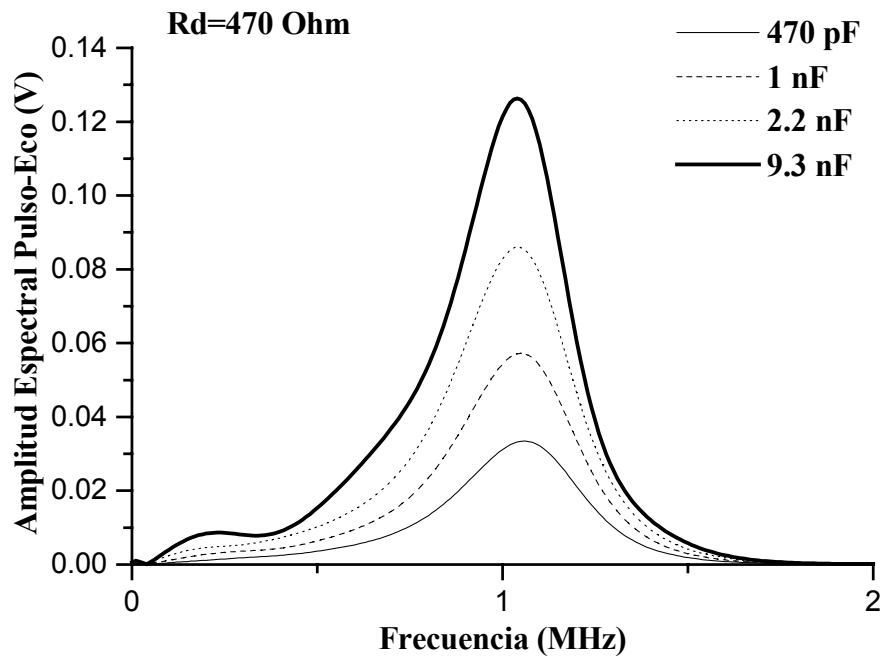


Figura 9.14 Amplitudes espectrales pulso-eco para diferentes valores de C_d y con condiciones de amortiguamiento ligero ($R_d = 470 \text{ Ohm}$)

La figura 9.15 muestra estos resultados relativos al tiempo de subida del pulso de disparo como una función de los valores de C_d seleccionados y considerando dos casos extremos de amortiguamiento del pulso. En condiciones de amortiguamiento fuerte ($R_d = 22$ Ohm), se aprecia un incremento lineal del tiempo de subida del pulso de disparo para valores de C_d cada vez mayores. Aunque también existe un incremento de este tiempo de subida para condiciones de amortiguamiento ligeras, éste aumento está restringido a valores de C_d inferiores a 9.3 nf y presenta un comportamiento claramente no lineal que incluye una zona de saturación e incluso otra posterior en la que el tiempo de subida disminuye sorprendentemente con los valores crecientes de C_d . Esta disminución del tiempo de subida en el último rango del parámetro C_d (10 - 20 nf), puede estar originado por la interferencia del proceso de corte del transistor MOSFET, lo que está en concordancia con los resultados observados, para la forma de onda de excitación en el dominio del tiempo, de la figura 9.9.

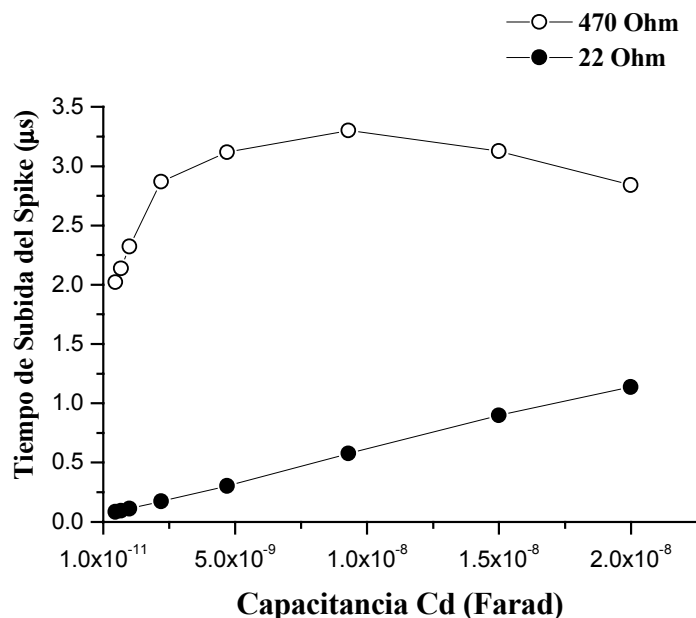


Figura 9.15 Tiempo de subida de la señal de excitación en función del parámetro C_d , para dos condiciones extremas de amortiguamiento en el excitador : \circ - Amortiguamiento ligero (470 Ohm), \bullet - Amortiguamiento fuerte (22 Ohm).

En líneas generales se puede concluir que algunos fenómenos no lineales de los excitadores de END inducen comportamientos anómalos en los pulsos de salida, que no se habían observado con excitación lineal.

PRINCIPALES APORTACIONES
Y
CONCLUSIONES DE LA TESIS DOCTORAL

PRINCIPALES APORTACIONES Y CONCLUSIONES DE LA TESIS

En términos generales, se propusieron nuevos Modelos Circuitales Equivalentes para los subsistemas piezoeléctricos, electrónicos y ultrasónicos usuales en las aplicaciones de Visualización Ultrasónica. Permiten el análisis de aspectos importantes no antes tratados y además mejoran en precisión frente a los modelos disponibles. Se presentaron sus implementaciones en PSpice para simular en el tiempo configuraciones de Ensayo por Transmisión y por Pulso-Eco, en régimen de Excitación no-lineal en Alta Tensión (AT).

Todo ello se concreta en las **Aportaciones y Conclusiones siguientes:**

1) - Se propusieron nuevos circuitos simplificados para los transeptores electrónicos usados en visualización ultrasónica, como una primera aproximación para su implementación en Spice, y buscando mejorar la precisión (frente a modelos circuitales previos) en el análisis de: Etapas de excitación pulsada en AT, Efectos no lineales para ecos intensos, Superficies sensoras efectivas, y los Efectos del medio de propagación.

2) - Los resultados de simulación, a partir de estos circuitos simplificados, mediante cuatro implementaciones SPICE propuestas específicamente para ensayos END, se ajustan razonablemente bien a los experimentos, en lo que refiere a las formas de onda ultrasónica, pero presentan aún discrepancias en amplitud, a pesar de las mejoras. Parte de ellas son debidas a escasa precisión en los parámetros de partida, y otra parte al todavía insuficiente ajuste de los nuevos modelos con los equipamientos reales.

3) - Para tratar de minimizar las discrepancias observadas, comenzamos a utilizar parámetros del transductor más precisos, obtenidos con una nueva metodología de estimación, y además perfeccionamos todos los modelos involucrados mediante: - a) Inclusión de nuevos aspectos no-ideales de la electrónica, no considerados en aproximaciones previas: etapa previa en generadores AT, pérdidas y distorsiones eléctricas de origen parásito y espurio. - b) Introducción de mejoras en la cuantificación del efecto de pérdidas mecánicas internas en las piezo-cerámicas, especialmente para frecuencias altas, lo que se ajustaba mejor a nuestros experimentos.

4) - Se ha aportado una metodología general, basada en AGs, para estimación precisa de parámetros internos (constructivos y operativos), en elementos piezo-eléctricos y en transductores ultrasónicos comerciales, temática tradicionalmente difícil de resolver.

Se aplicó hasta con 4 parámetros desconocidos en piezo-cerámicas y transductores END de banda ancha, con variaciones iniciales de hasta 100%; los ajustes obtenidos fueron excelentes, como se confirmó a partir, tanto de la contrastación experimental de resultados en procesos de simulación, como mediante comparación con una optimización posterior de parámetros por un método convencional.

5) - Se implementaron en PSPICE nuevos elementos para representar las etapas piezoeléctricas y electrónicas, necesarias para simular los pulsos de excitación y las señales de respuesta ultrasónica, en configuraciones de Ensayo por Transmisión y por Pulso-Eco, bajo unas condiciones muy próximas a las reales.

6) - Se introdujeron mejoras en el tratamiento aproximado de la dependencia frecuencial de las pérdidas a través de los medios de propagación involucrados. Para ello se definieron nuevas funciones de transferencia realizables mediante módulos circuitales PSPICE. De esta forma se cuantificaron las atenuaciones por reflexión y propagación en función de la frecuencia.

7) - Se pusieron a punto esquemas de simulación, a partir de los nuevos modelos circuitales y bloques PSPICE perfeccionados, para predecir en el dominio del tiempo las respuestas electrónicas y ultrasónicas de los transceptores ultrasónicos de END, con una mayor precisión a la antes obtenible, tanto en forma de onda como en amplitud.

8) - La validez y precisión del conjunto de novedades propuestas (métodos de estimación, modelos, circuitos equivalentes, esquemas de simulación y bloques PSPICE) han sido confirmadas mediante numerosas contrastaciones entre resultados predichos por simulación y obtenidos mediante experimentos de laboratorio. Para ello se usaron disposiciones ultrasónicas experimentales con palpadores de END concretos, incluyendo comportamientos no-lineales y varios supuestos de sintonización inductiva.

9) - Debe ser destacado el carácter cuantitativo y el grado de precisión de los resultados obtenidos por simulación para los pulsos de excitación en AT y las señales ultrasónicas. De hecho, en algunas aproximaciones previas reportadas para casos más simples (en condiciones lineales y de baja tensión), solo se muestran comparaciones de tipo cualitativo y en algunas ocasiones, con discrepancias morfológicas notables. En los

casos analizados, con los modelos equivalentes más perfeccionados, se ha conseguido una excelente concordancia teórico - experimental, también en amplitudes instantáneas.

10) - Finalmente se desarrollaron y aplicaron métodos de análisis paramétrico para evaluar la influencia, en régimen transitorio no lineal, de algunos parámetros electrónicos críticos sobre los pulsos de excitación y las respuestas ultrasónicas:

- Dependencia de la amplitud y del ancho de banda frecuencial en recepción con los parámetros de amortiguamiento y de sintonización.
- Incidencia de la energía de excitación sobre la forma temporal y espectro frecuencial del pulso excitador AT y de los ecos.

REFERENCIAS CITADAS

EN ESTA TESIS

1. **“ANSI/IEEE Standard on Piezoelectricity”**, ANSI/IEEE Standard 176, IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. and Freq. Control., vol. 43, no. 5, pp. 9-54, 1996.
2. Bai R.M., Huang C., **“Optimization and implementation of piezoelectric radiators using the genetic algorithm”**, Journal of the Acoustical Society of America, vol. 113, no. 6, pp. 3197-3208, 2003.
3. Ballato A., **“Modeling Piezoelectric and Piezomagnetic Devices and Structures via Equivalent Networks”**, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 48. No 5, pp. 1189-1240, 2001.
4. Berlincourt D. A., Curran D.R, and Jaffe H, **“Piezoelectric and Piezomagnetic materials and their function in transducers”**, Physical Acoustics, W. P. Mason, New York, D. Van Nostrand Company,1964.
5. Brooks R.R, Iyengar S.S., Rai S., **“Comparison of genetic algorithms and simulated annealing for cost minimization in a multisensor system”**, Opt. Eng. vol.37, no. 2, pp. 505-516, 1998.
6. Brown J.A. and Lockwood G. R., **“A Low Cost, High Performance Pulse Generator for Ultrasound Imaging”**, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 49, No 6, pp. 848-851, June 2002.
7. Capineri L., Masotti L., Rinieri M., Rocchi S., **“Ultrasonic transducer as a black-box: Equivalent circuit synthesis and matching network design”**, IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. and Freq. Control., vol. 40, no. 6, pp. 694-703, 1993.
8. Centro de Aplicaciones Númericas en Ingeniería, Universidad de las Palmas de Gran Canaria, <http://ceani.ulgpc.es/%7Epf03/>, (Fecha de Consulta 2003).
9. Certo M., Dotti, D. and Vidali, P. **“A programmable pulse generator for piezoelectric multielement transducers”**. *Ultrasonics*, pp. 163-166, Julio 1984.
10. Chubachi N. and Kamata H., **“Various equivalent circuits for Thickness Mode Piezoelectric Transducers”**, Electronics and Communications in Japan, Part 2, vol. 79, no. 6, pp. 50-59,1996.
11. Corcoran P., Anglesea J., Elshaw M., **“The application of genetic algorithm to sensor parameter selection for multisensor array configuration”**, Sensors and Actuators, vol.76, pp. 57-66, 1999.
12. Desilets C. S et al, **“The Design of Efficient Broad-Band Piezoelectric Transducers”**, IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, vol. su-25, no. 3, pp.115-125, May., 1978.
13. Deventer J. V., **“PSPICE Simulation of Ultrasonic Systems”**, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.*, 47, pp. 1014-1024, 2000.
14. Díaz A. B., Glover F., Ghaziri H., González J.L., Laguna M., Moscato P., Tsen F. **“Optimización heurística y redes neuronales en dirección de operaciones e ingeniería”**, Capítulo 3, pp. 67-99, Editorial Paraninfo, Madrid 1996.
15. Douglas T. S., Solomonidis S.E., Sandham W.A., Spence W.D., **“Ultrasound image matching using genetic algorithms”**, Medical & Biological Engineering & Computing, vol 40., pp. 168-172, 2002.
16. Du X-H., Wang Q-M., Uchino K., **“Accurate determination of complex materials coefficients of piezoelectric resonators”**, IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. and Freq. Control., vol.50, no. 3, pp. 312-319, 2003.
17. Everit W. L., Anner G. E., **“Ingeniería de Comunicaciones”**, Editorial ARBÓ, Buenos Aires, 1961.

18. García J. M. de la Cruz, "Aspectos Prácticos de la Identificación Paramétrica", Departamento de Arquitectura de Computadores y Automática, Facultad de Ciencias Físicas, Universidad Complutense de Madrid.
19. Goldberg D. E., "Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning", Addison -Wesley Publishing Co., Inc, Reading, MA., 1989.
20. Goll J.H., "The Design of Broad-Band Fluid-Loaded Ultrasonic Transducers", IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, vol. su-26, no. 6, pp. 385-393, November, 1979.
21. González J.S., Vázquez K. R., Nocetti García D. F., "Model-based spectral estimation of Doppler signals using parallel genetic algorithms", Artificial Intelligence in Medicine, vol. 19, pp. 75-89, 2000.
22. Grabec I., Kosel T., Mužič P., "Location of continuous AE sources by sensory neural networks", vol. 36, pp 525-530, 1998.
23. Guervós J. J. M., "Informática Evolutiva: Algoritmos Genéticos", <http://geneura.ugr.es/~jmerelo/ie/>, (Fecha de Consulta 2003).
24. Hall I.D., Mc Nab A., Hayward G., "Improved ultrasonic image generation through tomographic image fusion ", Ultrasonics vol. 37, pp. 433-443, 1999.
25. Hayashi T., Kimura H., Oyabu T., "Recognition of human activities by gas sensor response using genetic algorithm", Electronics and Communications in Japan, Part 3, vol. 85, no.1, pp. 50-61, 2002
26. Hayward G. , "A systems model of the thickness mode piezoelectric transducer", J. Acoust. Soc. Amer., vol. 76, no. 2, pp. 369-382, August. 1984.
27. Hayward G. and et al, "A model for Low Noise Design of Ultrasonic Transducers ", IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 971-974 , 1995.
28. Hayward G. and Jackson M. N., "Discrete - Time Modelling of the Thickness Mode Piezoelectric Transducer ", IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, vol. su - 31, no. 3, pp. 137 - 145, May, 1984.
29. Hayward G. and Jackson Mervin N., "A Lattice Model of Thickness - Mode Piezoelectric Transducer ", IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr., vol. 33, no. 1, January, 1986.
30. Hayward G., "The influence of pulser parameters on the transmission response of piezoelectric transducers", *Ultrasonics*, Vol. 23, pp.103-112, 1985.
31. Hayward G., "Using a block diagram approach for the evaluation of electrical loading effects on piezoelectric reception ", Ultrasonics, vol. 24, 3, pp. 156-163, May, 1986.
32. Hayward G., "A systems feedback representation of piezoelectric transducer operational impedance ", Ultrasonics, vol. 22, pp. 153 - 162, July, 1984.
33. Hesham M., Hassanien A., "A genetic algorithm for polycrystalline material identification using ultrasonics", Egyptian Journal of Physics, vol. 31, no. 2, pp. 149-161, 2000.
34. Holland J. H., "Adaptation in natural and Artificial Systems" Ann Arbor, MI: Univ. Michigan Press, 1975.
35. <http://www.ferroperm-piezo.com>
36. <http://www.morganelectroceramics.com/>
37. <http://www.ni.com/labview/>
38. Hunt J. W., Arditi M., and Foster F. S., "Ultrasound transducers for pulse-echo medical imaging", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, Vol. BME-30, No. 8, pp. 453-481, 1983

39. Hush D.R., y Horne B., "An overview of neural networks Part 1:static networks", *INFORMATICA Y AUTOMATICA*, vol. 25-1, pp. 19-36, 1992.
40. Hutchins D. A., Pardoe A. C., Billson D. R., Hines E. L., "Neural network correction of ultrasonic C-Scan images", *Ultrasonics*, 37, pp. 263-272, 1999.
41. Ikeda T., "Fundamentals of Piezoelectricity", Oxford University Press, 1990.
42. Inoue T., "Design of Ultrasonic Transducers with Multiple Acoustic Matching Layers for Medical Application", *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.*, vol. UFFC-34, no. 1, pp. 8-16, January, 1987.
43. Johanson J., "Optimization of a piezoelectric Crystal Driver Stage using System Simulations", *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 1049-1054, 2000.
44. Jordan R., Feeney F., Nesbitt N., Evertsen J.A., "Clasification of wood species by neural network analysis of ultrasonic signals ", *Ultrasonics*, vol. 36, pp. 219-222, 1998.
45. Kaltenbacher M., Simkovic R., Kaltenbacher B., Lerch R., "Determination of piezoelectric material parameters using a combined measurement and simulation technique". 2001 *IEEE Ultrasonics Symposium.*, pp. 1023-1027, 2001.
46. Kasai C., Okuyama D. and Kikuchi K., "Transient response analyses of piezoelectric transducers with reflection and transmission coefficients at the edges" *Trans. I.E.C.E. Japan*, 56-A, no. 3, pp. 141-147, 1973.
47. Kermani B.G., Schiffman S.S., Nagle T. H., "Using neural networks and genetic algorithms to enhance performance in an electronic nose", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 46, no. 4, 1999.
48. Kino S. G. , " Acoustic Waves: Devices, Imaging, and Analog Signal Processing", Prentice Hall, Inc, 1981.
49. Kossoff G., "The Effects of Backing and Matching on the Performance of Piezoelectric Ceramic Transducers", *IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics*, vol. su-13, no. 1, pp. 20-30, March, 1966.
50. Krimholtz R., Leedom F., and Matthaei G., "New Equivalent Circuits for Elementary Piezoelectric Transducers", *Electronics Letters*, Vol. 6, No. 13, pp. 398-399,1970
51. Kwok K. W., Chan H.L.W., Choy C. L., "Evaluation of the material parameters of piezoelectric materials by various methods", *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. and Freq. Control.*, vol. 44, pp. 733-742, 1997.
52. Lazaro J. C., San Emeterio J. L., Ramos A., Fernández Marrón J. L., "Influence of thresholding procedures in ultrasonic grain noise reduction using wavelets", *Ultrasonics*, Vol. 40, 2002
53. Leach W. M., "Controlled - Source Analogous Circuits and SPICE Models for Piezoelectric Transducers", *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.*, vol. 41, no.1, pp. 60-66, January, 1994.
54. Leiviskä K., "Industrial applications of intelligent methods", 6th European Congress on Intelligent Techniques and Soft Computing, EUFIT 98, vol. 3, pp. 1449-1457, 1998.
55. Lin F-J., Wai R-J., and Lin H-H., "An Adaptive Fuzzy-Neural Network Controller for Ultrasonic Motor Drive Using the LLC Resonant Technique", *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.*, vol. 46, No. 3, pp. 715-727 ,May 1999.
56. Lin F-J., Wai R-J., Shyu K-K., Liu T-M., "Recurrent fuzzy neural network control for piezoceramic linear ultrasonic motor drive", *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. and Freq. Control.*, vol. 48, no. 4, 2001

57. Lockwood G.R. and Foster F. S., "Modeling and optimization of high- frequency ultrasound transducers", *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.*, vol. 41, no. 2, pp. 225-230, March, 1994.
58. Maione E. et al, "PSICE Modelling of Ultrasound Transducers: Comparison of Software Models to Experiment ", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 46, no. 2, pp. 399-406, 1999.
59. Marín F. J., García F. y Sandoval F., "Algoritmos genéticos: una estrategia para la búsqueda y la optimización", *INFORMATICA Y AUTOMATICA*, vol. 25-3, no. 4, pp. 5-15, 1992.
60. Martí R., "Algoritmos Genéticos", <http://www.uv.es/%7Ermarti/genet.html> , (Fecha de consulta 2003)
61. Martin R. " Variable pulse width piezoelectric ultrasonic transducer driver", *NDT International*, Vol. 17, no 4, pp. 209-213, Agosto 1984.
62. Mason W. P., "Electromechanical Transducers and Wave Filters", Princeton, N. J. Van Nostrand, 1948.
63. Mattila, P. and Luukkala, M. "FET pulse generator for ultrasonic pulse echo applications". *Ultrasonics*, 19, Sept., pp. 235-236, 1981.
64. Miller W.T, Sutton R. S., Werbos P. J., "Neural networks for Control", The MIT Press, 1995
65. Mohanty N. C., "Random Signals Estimation and Identification", Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1986.
66. Morris S. A. and Hutchens C. G., "Implementation of Mason's Model on Circuit Analysis Programs", *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.*, Vol. UFFC - 33, 3, pp. 295 - 298, May, 1986.
67. Okyere J. G., and Cousin A. J., "The design of a high voltage SCR pulse generator for ultrasonic pulse echo applications". *Ultrasonics*, 17, pp. 81 -84, 1979.
68. Olofsson T., Stepinski T., "Maximum a posteriori deconvolution of sparse ultrasonic signals using genetic optimization", *Ultrasonics* vol. 37, pp. 423-432., 1999.
69. Otero R., Sánchez O., Ruíz A., "Characterization of Ultrasonic Array Transducers", *Instrumentation and Development*, vol. 3, no. 6, pp. 8 – 13, 1996.
70. Peña J. D. A., Martínez A.D., Sánchez J.G., "Simulación Electrónica con PSPICE", RAMA Editorial , 1995.
71. Persson H. W and Hertz C. H, "Acoustic Impedance Matching of Medical Ultrasound Transducers", *Ultrasonics* , vol. 24, no. 3, pp. 83 – 89, 1985.
72. Püttmer A., Hauptmann P., Lucklum R., Krause O., Henning B., "SPICE Model for Lossy Piezoceramic Transducers", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 44, no 1, 1997.
73. Rajman N. S. and Chadeev V.M., "Identification of Industrial Process ", North Holland Publishing Company, 1980.
74. Ramesh R., Vishnubhatla R.M.R., "Estimation of material parameters of lossy 1-3 piezocomposite plates by non-linear regression analysis". *Journal of Sound and Vibration*, vol. 226, no. 3, pp. 573-584, 1999.
75. Ramos A., Sanz P.T., Montero de Espinosa F.R., "Broad band driving of echographic arrays using 10 ns-500V efficient pulse generators", *Ultrasonics*, vol. 25, pp. 221-228, July, 1987.

76. Ramos A., Sanz P.T., Montero de Espinosa F.R., "Control de arrays ultrasónicos de A F. Aplicaciones en ecografía de alta resolución", *Mundo Electrónico*, no. 167, pp. 167-172, 1986.
77. Ramos A., San Emeterio J.L., Sanz P. T., "Dependence of pulser driving responses on electrical and motional characteristics of NDE ultrasonic probes", *Ultrasonics*, Vol. 38, No. 1-8, 2000, pp. 553-558.
78. Ramos A., San Emeterio J. L., Sanz P. T., "Electrical Matching Effects On The Piezoelectric Transduction Performance Of A Through Transmission Pulsed Process", *Ferroelectrics*, vol. 202, pp. 71-80, 1997.
79. Ramos A., San Emeterio J.L., Sanz P. T., "Different Tuning Contributions in Piezoelectric Transceivers Improving Transient Signals for Ultrasonic Imaging", *Proceedings XI IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics*, IEEE Cat. Num. 98CH36245, NJ, USA, pp. 251-254, 1999.
80. Ramos A., García J., Sanz P. T., "Transceptor ultrasónico en el rango de los MHz, con excitación impulsional de alta tensión en banda ancha", *Patente de Invención* n° 551861, pp. 1-19, 1986
81. Ramos A., Ruíz A., Sanz P. T., San Emeterio J. L., "Some non-linear aspects of the electronic stages in time-domain modeling of NDE pulse-echo ultrasonic systems", *Ultrasonics*, vol. 40, pp. 253-258, 2002. (in press).
82. Ramos A., San Emeterio J. L., Sanz P. T., y García J., "Sistema ultrasónico para END de composites laminados con núcleos nomex", *IX NDE Spanish Congress*, 1999.
83. Ramos. A., Sanz P. T, San Emeterio J.L., "Adaptación eléctrica en régimen transitorio de transceptores piezo-eléctricos para formación de imagen ultrasónica", *Revista de Acústica*, vol. XVIII. no. 3 y 4, pp. 33-35.
84. Ramos. A, San Emeterio J. L y Sanz P. T., "Improvement in Transient Piezoelectric Responses of NDE Transceivers Using Selective Damping and Tuning Networks", *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.*, Vol. 47, No.4, pp. 826-835, 2000
85. Redwood M., "Transient performance of a Piezoelectric Transducer", *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 33, 4, pp. 527 - 536, April, 1961.
86. Rhyne T.L., "An improved interpretation of Mason's Model for Piezoelectric Plate Transducers", *IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics*, vol. su-25, no. 2, pp. 98-103, March, 1978.
87. Rodríguez O., Moreno E., Castillo M., Ruíz A., Sánchez O. y González M., "Ultrasound Therapy Unit : Theramed 810", *Instrumentation and Development*, vol. 4, no. 1, pp. 40-48, 1999.
88. Ruíz A., Hernández M., Jimenez A., Sotomayor A., Sánchez O. and Ramos A, San Emeterio J. L., Sanz, P.T., "Approaches to simulate temporal responses in piezoelectric stages involved in ultrasonic sensor/actuator systems", *Ferroelectrics*, Vol. 273, pp. 243-248, 2002.
89. Ruíz A., "Simulación de las Respuestas Temporales de Transductores Ultrasónicos Piezoeléctricos y Piezocompuestos mediante un modelo en SPICE", *Tesis de Maestría*, UH, 1999.
90. Ruíz, A., Sánchez O., Sotomayor A., Castro V., "Modelling of the lossy piezoelectric transducers response by SPICE", *Química Analítica*, 18 (suppl.1): 5, 1999.
91. San Emeterio J. L., Sanz P. T., Ramos A., "Influence of Dielectric Losses on the Shift of the Fundamental Frequencies of Thickness Mode Piezoelectric Ceramic

- Resonators”, *Journal of the European Ceramic Society*, vol. 19, no. 6-7, pp. 1165-1169, 1999.
92. San Emeterio J. L., “A comparative study of one-dimensional models for piezoelectrics resonators with mechanical losses”, *Ferroelectrics* vol. 128, pp. 55-60, 1992.
 93. San Emeterio J. L., “Determination of electromechanical coupling factors of low Q piezoelectric resonators operating in stiffened modes”, *IEEE Trans on Ultrason. Ferroelec. and Freq. Control.* 1997; 44:108-113.
 94. San Emeterio J. L., Ramos A., Sanz P. T., and Cegarra M., “Definition and measurement of the normalized electrical impedance of lossy piezoelectric resonators for ultrasonic transducers”, *Ultrasonics*, Vol. 38, n. 1-8, Marzo, pp. 140-144, 2000.
 95. San Emeterio J. L., Ramos A., Sanz P. T., Riera E., “Modelado de transductores piezoeléctricos multicapa para ecografía. Análisis en el dominio de la frecuencia”, *Mundo Electrónico*, nº. 186, pp. 85-90, 1988.
 96. San Emeterio J. L., Sanz P. T., Ramos A., Riera E., “Representaciones circuitales equivalentes de transductores piezoeléctricos multicapa”, *Mundo Electrónico*, nº. 187, pp.159-165, 1988.
 97. San Emeterio J.L. Montero de Espinosa F. R., Pardo L., Mendiola J., “An alternative method for the measurement of the clamped capacitance of disk shaped piezoelectric ceramics”, *Ferroelectrics*, vol. 109, pp. 83-88., 1990.
 98. San Emeterio J.L., Sanz P. T., Ramos A., “Adaptación de impedancias mecánicas en procesos de transducción piezoeléctrica para visualización ultrasónica ”, *Revista de Acústica*, vol. XVIII, no. 3 y 4, pp. 29-31.
 99. San Emeterio J.L., “Influence of Material Damping on the Shift of the Resonance / Antiresonance Frequencies In Thickness Mode Piezoelectric Ceramic Resonators”, *Ferroelectrics*, vol. 201, pp. 93-100, 1997.
 100. San Emeterio J.L., Ramos A., Sanz P.T., Ruíz A.; “Evaluation of Impedance matching schemes for pulse-echo ultrasonic piezoelectric transducers”, *Ferroelectrics*, Vol. 273, pp. 297-302, 2002.
 101. San Emeterio J.L., Sanz P.T., Riera Franco de Sarabia E., and Ramos A., “Una implementación del modelo KLM para transductores piezoeléctricos en modos espesor”, *Anales de Física Serie B*, vol. 84, pp. 11-19, 1988.
 102. Sanz P. T., Ramos A., San Emeterio J. L., “Distortions on the output waveforms of high-voltage spike generators induced from piezoelectric loads”, *Ferroelectrics*, Vol. 224, pp. 47-54, 1999.
 103. Sayers C.M and Tait C.E, “Ultrasonic Properties of Transducer Backings”, *Ultrasonics*, vol. 24, 3, pp. 57 – 60, 1984.
 104. Sferruzza J.P., Chavrier F., Birer A. and Cathignol D., “Numerical Simulation of the Electro-Acoustical Response of a Transducer Excited by a Time-Varying Electrical Circuit”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 49, No 2, 2002
 105. Silk M. G., “Ultrasonic Transducers for Nondestructive Testing”, Adam Hilger Ltd, Bristol., 1984.
 106. Silk M.G., “Predictions of the effect of some constructional variables on the performance of ultrasonic transducers”, *Ultrasonics*, vol. 24, no. 1, pp. 27-33, 1983.
 107. Smith W.M.R. and Awojobi A.O., “Factors in the design of ultrasonic probes”, *Ultrasonics*, vol. 17, no. 1, pp. 20-26, January, 1979.

108. Smits J. G., "Iterative method for accurate determination of the real and imaginary parts of the materials coefficients of piezoelectric ceramics", *IEEE Trans. on Son. and Ultrason.*, SU-23, no. 6, pp. 393-402, 1976.
109. Stepanishen P.R., "Transient Radiation from Pistons in an Infinite Planar Baffle", *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 49, pp. 1627-1638, 1971.
110. Thijssen J.M., Verhoef W. A. and Cloostermans M.J., "Optimization of ultrasonic transducers", *Ultrasonics*, Vol. 23, pp. 41-46, January 1985.
111. Thurston R.N., "Effect of electrical and mechanical terminating resistances on loss and bandwidth according to the conventional equivalent circuit of a piezoelectric transducer", *IRE Trans. Ultrason. Engin.*, vol. UE-7, pp. 16-25, February, 1960.
112. Todd P.D.C., Challis R. E., "Quantitative Classification of Adhesive Bondline Dimensions Using Lamb Waves and Artificial Neural Networks", *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. and Freq. Control.*, vol.46, no. 1, pp. 167-181, 1999.
113. Tong S., Shen Y., Liu Z., "Data fusion using fuzzy measures and genetic algorithms", *Proceedings of the 17th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, vol. 2, pp. 1113-1117, 2000.
114. Turó A., Salazar J, Chavez J. A., Ortega J. A., Garcia M. J., "Performance improvement of ultrasonic therapy equipment by modifying the classical transducer design". *IEEE Proc. – Sci. Meas. Technol.*, Vol 146, N° 2, pp. 107-112, 1999.
115. Turó A., "Contribución a la modelización y al estudio de transductores piezoeléctricos de potencia", Tesis Doctoral, UPC, Barcelona, 1998
116. Udagawa Y., "Development of wide band pulser with step-function waveform", *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, Vol. 14, pp.2277-2284, Plenum Press, New York, 1984.
117. Washington A.B.G., "The Design of Piezo-Electric Ultrasonic Probes", *British Journal of Non Destructive Testing*", vol. 3, pp. 56-63, 1961.
118. Worden K., Staszewski. W.J., "Impact location and quantification on a composite panel using neural networks and a genetic algorithm", *Strain*, vol.36, no.2, pp. 61-70, 2000.
119. Wu L. and Chen. Y-Ch., "PSPICE approach for designing the ultrasonic piezoelectric transducer for medical diagnostic applications", *Sensors and Actuators A*, 75, pp.186-198, 1999.
120. Yamada K., Sakamura J-i., Nakamura K., "Equivalent Network Representation for Thickness Vibration Modes in Piezoelectric Plates with a Linearly Graded Parameter", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 48, no 2, 2001.
121. Zhang H., Lennox B., Goulding P.R., Leung A.Y.T., "A float-encoded genetic algorithm technique for integrated optimization of piezoelectric actuator and sensor placement and feedback gains", *Smart Mater. Struct.*, vol. 9, pp. 552-557, 2000.
122. Zheming Z., Weiyi H., "Genetic Algorithm – Based Estimation of Non-linear Transducer", *Journal of Southeast University (English Edition)*, vol. 7 , no. 1, pp. 1-4, 2001.

ANEXO 1

Principal Instrumentación utilizada



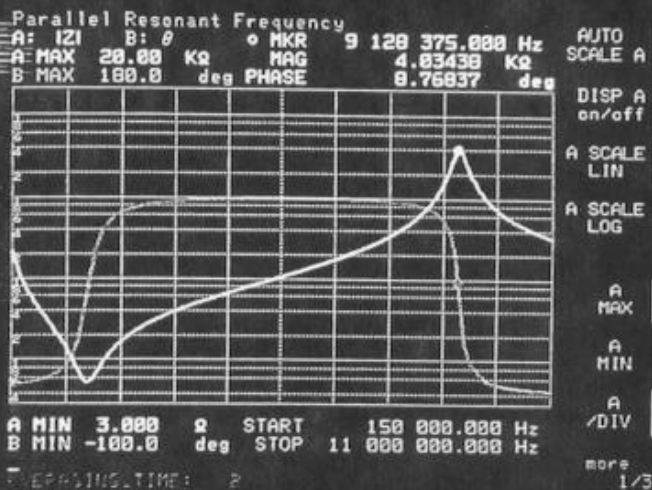
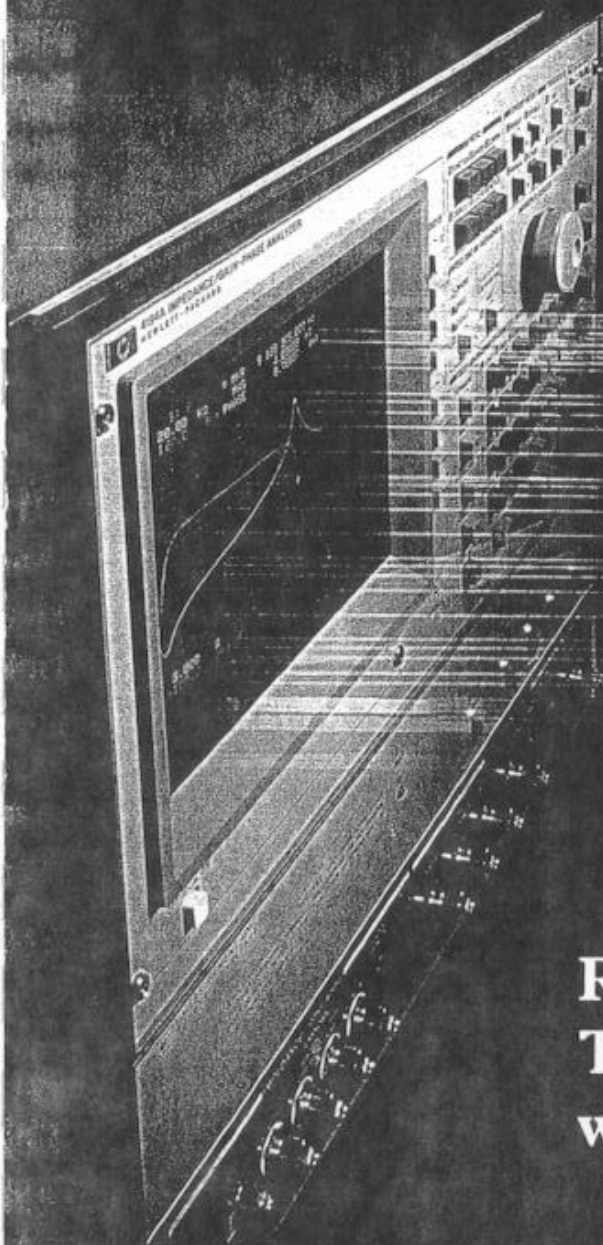
HEWLETT
PACKARD

IMPEDANCE/ GAIN-PHASE ANALYZER

HP 4194A



Technical Data June '85



Reliable Impedance and Transmission Measurements with an Intelligent Analyzer

Specifications

Impedance Measurement

Measurement Parameters:

|Z| (impedance), |Y| (admittance), θ (phase), R (resistance), X (reactance), G (conductance), B (susceptance) L (inductance), C (capacitance), D (dissipation factor), Q ($=1/D$),
20 parameter combinations are available.

Test Frequency:

Range: 100 Hz to 40 MHz, when CABLE LENGTH switch is set to 0m.
100 Hz to 15 MHz, when CABLE LENGTH switch is set to 1m.
Resolution: 1 mHz
Accuracy: ± 20 ppm at $23 \pm 5^\circ\text{C}$

Osc Level:

Range: 10 mV to 1 Vrms (≤ 10 MHz)
10 mV to 0.5 Vrms (> 10 MHz)
(UNKNOWN terminals open)
Resolution: 0.1 dB (about 1%)
Accuracy: ± 1 dB at 100 KHz, $23 \pm 5^\circ\text{C}$
Flatness: ± 1 dB
Output Impedance: 50 Ω (opt. 350), 75 Ω (opt. 375)
Phase Noise: ≤ -90 dBc/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (2 kHz offset)
Units: V, dBm, dBv

DC Bias level:

Range: 0 to ± 40 V
Resolution: 10 mV
Accuracy: $\pm (0.12\% + 12 \text{ mV})$, at $23^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$
Output Impedance: 50 Ω (opt 350) 75 Ω (opt 375)
Maximum Current: Depends on the DUT impedance
 ± 20 mA, ($|Z| \leq 400\Omega$)
 ± 10 mA, ($|Z| \leq 3.2\text{K}\Omega$)
 ± 1.2 mA, ($|Z| \leq 25\text{K}\Omega$)
 ± 150 μA , ($|Z| > 25\text{K}\Omega$)

Sweep Function:

Sweep Parameters: Frequency, Osc Level, DC Bias
Maximum Sweep Range:
Frequency: 100 Hz to 40 MHz, when CABLE LENGTH switch is set to 0m.
100 Hz to 15 MHz, when CABLE LENGTH switch is set to 1m.
Osc Level: 26 dB (max.)
DC Bias: 0 to ± 40 V
Sweep Settings: START/STOP or CENTER/SPAN
Sweep Type: LIN, LOG, ZERO SPAN (DC Bias: LIN or ZERO SPAN only)
Sweep Mode: REPEAT, SINGLE, MANUAL
Direction: UP, DOWN

Number of Measurement Points: 2 to 401 points

Measurement Circuit Modes:

Series Equivalent Circuit
Parallel Equivalent Circuit

Ranging: Auto

Measurement Terminal: 4-terminal pair configuration

Auto Zero Compensation:

Automatic compensation for residual impedance and stray admittance of a test fixture.

Compensation Mode: Interpolation, All Points

Interpolation Compensation Mode:

Fifty fixed frequency points over the test frequency range.
Secondary interpolation is done for other points.

All Points Compensation Mode: Equal to the selected test frequency points.

Compensation Range: Same as measurement range

Test Cable Length: 0m or 1m

Maximum Input DC: ± 20 mA/ ± 40 V between

Current/Voltage the UNKNOWN terminals

Measurement Range and Maximum Resolution:

Measurement Parameter	Range	Max Resolution
Z , R, X	100 $\mu\Omega$ to 1.6 M Ω	100 $\mu\Omega$
Y , G, B	1 nS to 10 S	1 nS
θ	$\pm 180^\circ$	0.01 $^\circ$
L	100 pH to 1 KH	100 pH
C	0.1 f F to 10 mF	0.1 fF
D	0.0001 to 10	0.0001
Q	0.1 to 1000	0.1

Measurement Accuracy:

Accuracy is specified at the UNKNOWN terminals under the following conditions:

1. Warm Up Time: > 30 min
2. Ambient Temperature: $23^\circ \pm 0.5^\circ\text{C}$
(Error doubles for 0°C to 40°C temperature range)
3. CABLE LENGTH Switch: 0m
4. Auto Zero Compensation: ON
5. Averaging: ≥ 4
6. INTEG TIME: MED
7. Test Signal Level: 1 Vrms (≤ 10 MHz), 0.5 Vrms (> 10 MHz)

|Z| - θ Accuracy:

$$|Z| \text{ Accuracy: } Z_a = A + \left(\frac{B_1}{|Z_m|} + B_2 \cdot |Z_m| \right) \times 100 \text{ [\%]}$$

$$\theta \text{ Accuracy: } \theta_a = \frac{Z_a}{100} \cdot \frac{180}{\pi} \text{ [}^\circ\text{]}$$

where $|Z_m|$ is $|Z|$ measured

Obtain A, B₁, and B₂ from Graph 1.

For example: Frequency = 100 kHz, $|Z|$ measured = 1 k Ω

then, A = 0.17, B₁ = 2.5 m Ω , B₂ = 2.5 nS

$$\text{therefore, } Z_a = 0.17 + \left(\frac{2.5 \times 10^{-3}}{10^3} + 2.5 \times 10^{-9} \times 10^3 \right) \times 100 \text{ [\%]} \\ = 0.17\%$$

|Y| - θ Accuracy:

$$|Y| \text{ Accuracy: } Y_a = A + \left(B_1 \cdot |Y_m| + \frac{B_2}{|Y_m|} \right) \times 100 \text{ [\%]}$$

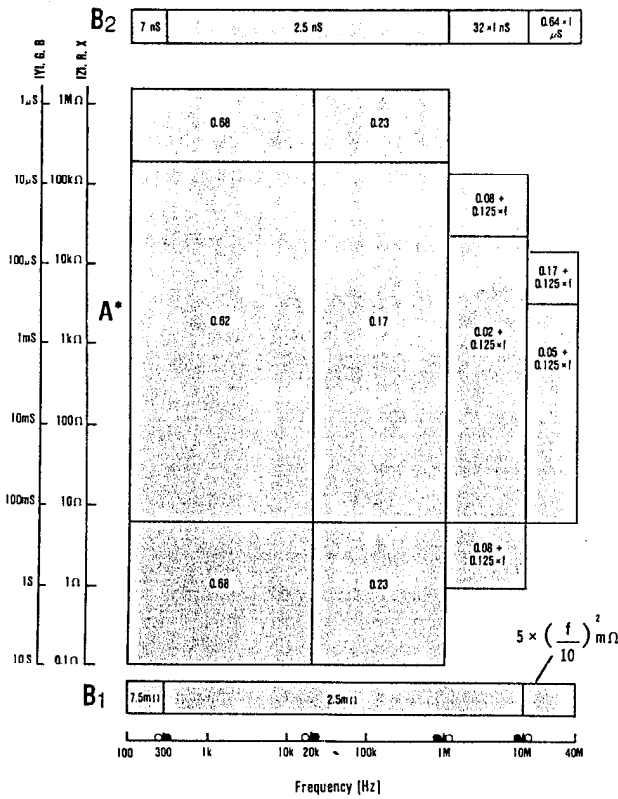
$$\theta \text{ Accuracy: } \theta_a = \frac{Y_a}{100} \cdot \frac{180}{\pi} \text{ [}^\circ\text{]}$$

where $|Y_m|$ is $|Y|$ measured

Obtain A, B₁, and B₂ from Graph 1.

A, B₁, B₂:

— Graph 1 —



(INTEG. TIME = MED, AVRG ≥ 4, Osc level = 1 Vrms (0.5V at > 10 MHz))

f: frequency [MHz]

*When CABLE LENGTH switch is set to 1m, then add this term to A;

$$\frac{3 \cdot (f \text{ [MHz]})}{10^3}, \text{ where } f \leq 15 \text{ MHz}$$

R, X Accuracy (depends on D):

	D ≤ 0.2	0.2 < D ≤ 5	5 < D
R	$\pm X_m \cdot \frac{Z_a(X)}{100} \text{ } [\Omega]$	$\frac{Z_a(R)}{\cos \theta} \text{ } [\%]$	$Z_a(R) \text{ } [\%]$
X	$Z_a(X) \text{ } [\%]$	$\frac{Z_a(X)}{\sin \theta} \text{ } [\%]$	$\pm R_m \cdot \frac{Z_a(R)}{100} \text{ } [\Omega]$

where θ is phase angle,

$$Z_a(X) = A + \left(\frac{B_1}{|X_m|} + B_2 \cdot |X_m| \right) \times 100 \text{ } [\%]$$

$$Z_a(R) = A + \left(\frac{B_1}{R_m} + B_2 \cdot R_m \right) \times 100 \text{ } [\%]$$

X_m = X measured, R_m = R measured

Obtain A, B₁, and B₂ from Graph 1.

G, B Accuracy (depends on D):

	D ≤ 0.2	0.2 < D ≤ 5	5 < D
G	$\pm B_m \cdot \frac{Y_a(B)}{100} \text{ } [S]$	$\frac{Y_a(G)}{\cos \theta} \text{ } [\%]$	$Y_a(G) \text{ } [\%]$
B	$Y_a(B) \text{ } [\%]$	$\frac{Y_a(B)}{\sin \theta} \text{ } [\%]$	$\pm G_m \cdot \frac{Y_a(G)}{100} \text{ } [S]$

where θ is phase angle,

$$Y_a(G) = A + \left(B_1 \cdot G_m + \frac{B_2}{G_m} \right) \times 100 \text{ } [\%]$$

$$Y_a(B) = A + \left(B_1 \cdot |B_m| + \frac{B_2}{|B_m|} \right) \times 100 \text{ } [\%]$$

G_m = G measured, B_m = B measured

Obtain A, B₁, and B₂ from Graph 1.

D Accuracy:

	D ≤ 0.2	D > 0.2
D	$\frac{Z_a}{100}$	$\frac{Z_a}{100} \cdot (1 + D^2)$

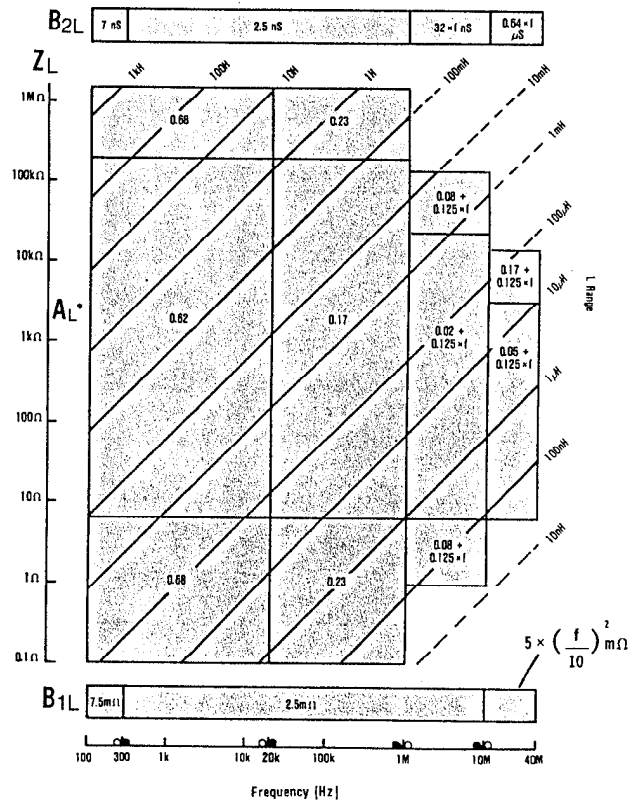
where Z_a is |Z| accuracy (refer to |Z|–θ Accuracy)

L Accuracy (depends on D):

	D ≤ 0.2	D > 0.2
L	L _a	L _a · (1 + D)

where L_a = A_L + $\frac{(B_{1L} + B_{2L} \cdot Z_L)}{Z_L} \times 100 \text{ } [\%]$

A_L, B_{1L}, B_{2L}, Z_L: — Graph 2 —



f: frequency [MHz]

*When CABLE LENGTH switch is set to 1m, then add this term to A_L:

$$\frac{3 \cdot (f \text{ [MHz]})}{10}, \text{ where } f \leq 15 \text{ MHz}$$

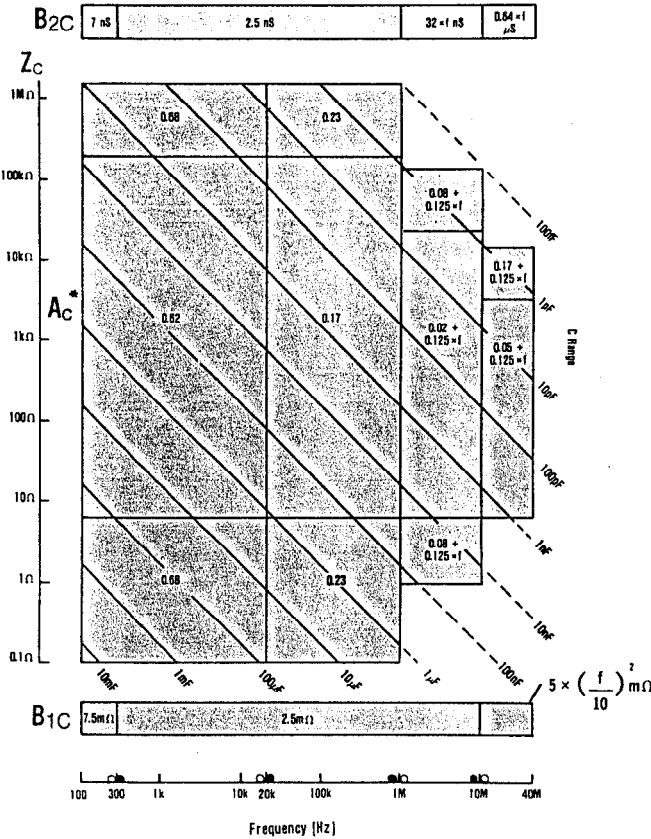
Specifications

C Accuracy (depends on D):

	$D \leq 0.2$	$D > 0.2$
C	C_a	$C_a \cdot (1 + D)$

where, $C_a = A_C + \frac{(B_{1C} + B_{2C} \cdot Z_c) \times 100}{Z_c}$ [%]

A_C, B_{1C}, B_{2C}, Z_c : — Graph 3 —



f: frequency [MHz]

*Add the following term to A_C when CABLE LENGTH switch is set to 1m:

$$\frac{3 \cdot (f \text{ [MHz]})}{10} \text{ where } f \leq 15 \text{ MHz}$$

Level Monitor:

Monitor test voltage across and current through the DUT

Range: 1 mV to 1V rms
1 μ A to 20 mA

Accuracy:

	$\leq 1 \text{ MHz}$	$\leq 10 \text{ MHz}$	$> 10 \text{ MHz}$
Voltage	$10\% \pm 1 \text{ mV}$		
Current	$10\% \pm 15 \text{ nA}$	$10\% \pm 60 \times f \text{ nA}$	$10\% \pm 600 \times f \text{ nA}$

f: frequency [MHz]

Gain-Phase Measurements:

Measurements Parameters:

Amplitude:

Ratio: T_{Ch}/R_{Ch} (dB, Linear Ratio)
Absolute: T_{Ch}, R_{Ch} (V, dBm, dBV)

(T_{Ch} = Test Channel)

(R_{Ch} = Reference Channel)

Phase: (degree, rad)

Group Delay: τ

Test Frequency:

Range: 10 Hz to 100 MHz

Resolution: 1 mHz

Accuracy: ± 20 ppm ($23^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$)

Osc Level (Single and Dual Output):

Range: -65 dBm to +15 dBm
(opt. 350, into a 50 Ω load)
(opt. 375, into a 75 Ω load)

Resolution: 0.1 dB

Accuracy: ± 0.8 dB (15 dBm, 100 KHz at $23^\circ \pm 5^\circ\text{C}$)
Add the larger of ± 0.02 dB/dB or 0.2 dB (< 15 dBm)

Flatness: ± 1 dB

Output Impedance: 50 Ω (opt. 350), 75 Ω (opt. 375)
VSWR: < 1.1 (-65 dBm to +5 dBm)
 < 1.4 (+5 dBm to +15 dBm)

Harmonics: ≤ -40 dBc (≤ 1 MHz)
 ≤ -35 dBc (≤ 10 MHz)
 ≤ -30 dBc (> 10 MHz)

Non-Harmonic: < -42 dBc or -90 dBm, whichever is larger (≤ 40 MHz)
Spurious < -36 dBc or -90 dBm, whichever is larger (> 40 MHz)

Phase Noise: < -90 dBc/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (≤ 40 MHz, 2 KHz offset)
 < -80 dBc/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (≤ 40 MHz, 2 KHz offset)

Unit: dBm, dBV, V

Sweep Capability:

Sweep Parameter: Frequency, Osc Level

Maximum Sweep Range:

Frequency: 10 Hz to 100 MHz

Osc Level: 26 dB

Entry: START/STOP or CENTER/SPAN

Sweep Type: LIN, LOG, ZERO SPAN

Sweep Mode: REPEAT, SINGLE, MANUAL

Direction: UP, DOWN

Number of Measurement Points: 2 to 401

Aperture Frequency (Group Delay Measurement):

Range: 0.5% to 100% of frequency span

Maximum Resolution: Maximum resolution depends on the number of measurement points (N).

$$\text{Maximum Resolution} = \frac{200}{N-1} (\%)$$

(when $N = 2$, max resolution is 100%)

Output Characteristics:

Output: Single, Dual (built-in power splitter)

Connector: 50 Ω BNC (Female)

Single Output: Use specifications for Osc Level.
Dual Output (Built-in Power Splitter):
 Add the following to the Osc Level specifications.

Insertion Loss: 6 dB
Output Tracking: < 0.1 dB, < 1°
Equivalent Output SWR: < 1.10

Input Characteristics

Input: Reference Channel (R_{ch}),
 Test Channel (T_{ch})
Input Impedance: 50Ω (opt. 350), 75Ω (opt. 375)
 VSWR < 1.10 (DC Coupling)
 1 MHz, shunt capacitance is
 28 pF ± 2 pF (AC Coupling)

Attenuator: 0 dB, 20 dB
Connector: 50Ω BNC (Female)

Input Damage Level:
 50Ω, 75Ω: +20 dBm (AC)
 5 V_p (AC + DC)
 1 MΩ: +2.24 V_{rms} (AC)
 4.2 V_p (AC + DC)

Crosstalk (between R_{ch} and T_{ch}):
 < -96 dB (≤ 70 MHz)
 < -86 dB (> 70 MHz)

Noise Floor: < 114 dB (Integration Time = MED, ≥ 10 KHz)

Auto Offset Compensation:

Automatic compensation for insertion loss and frequency response of the test system.

Measurement Range:

Amplitude:
 T_{ch}/R_{ch} (Ratio): 0 to ± 120 dB
 T_{ch}, R_{ch} (Absolute): -107 dBm to -5 dBm (0 dB Attenuator)
 -87 dBm to +15 dBm (20 dB Attenuator)

Phase: ± 180°, (can display phase continuously with the phase scale expansion function)

Group Delay: 0.1 ns to 1s

Measurement Resolution (max):

Amplitude: 0.001 dB
Phase: 0.01°
Group Delay: 0.1 ns

Measurement Accuracy:

Accuracy is specified at the measurement terminals under the following conditions:

1. Warm-up time: > 30 min
2. Ambient Temperature: 23°C ± 5°C
3. Auto Offset Compensation: ON
4. Averaging: ≥ 4
5. INTEG TIME: MED

Amplitude Ratio (T_{ch}/R_{ch}), Phase Accuracy:

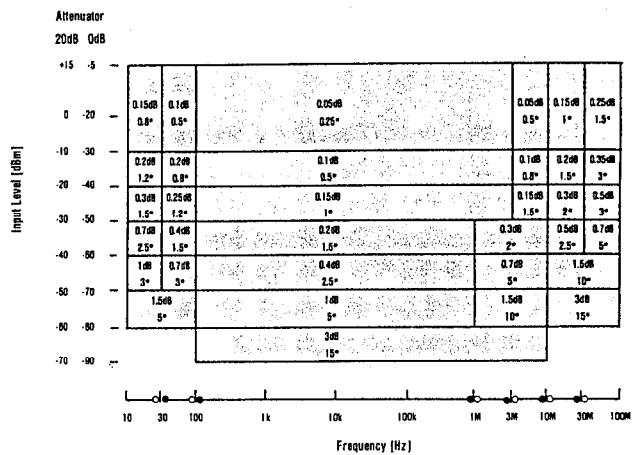
T_{ch}/R_{ch} (Ratio) and phase accuracies are the sum of each channel accuracy given in the graphs. The following is an example of calculating accuracy.

Frequency: 100 kHz, **Input Impedance:** 50Ω

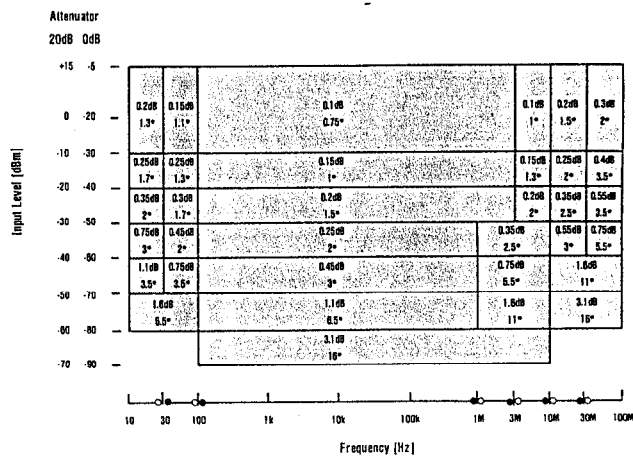
R_{ch} Attenuator: 20 dB T_{ch} Attenuator: 0 dB
 R_{ch} Input Level: 0 dBm T_{ch} Input Level: -35 dBm

Accuracy: 0.15 dB, 0.75° (sum of 0.05 dB/0.25°C + 0.1 dB/0.5°C)

T_{ch}/R_{ch} and Phase Accuracy (input impedance 50Ω, 75Ω)



T_{ch}/R_{ch} and Phase Accuracy (input impedance 1 MΩ)



Group Delay Accuracy:

Accuracy is derived from the following equation. Phase accuracy θ_{a(R)} and θ_{a(T)} are read from the T_{ch}/R_{ch} (Ratio) and Phase accuracy graph.

$$\text{Group Delay Accuracy: } \tau_a = \frac{\theta_{a(R)} + \theta_{a(T)}}{360 \times \Delta F} \text{ [s]}$$

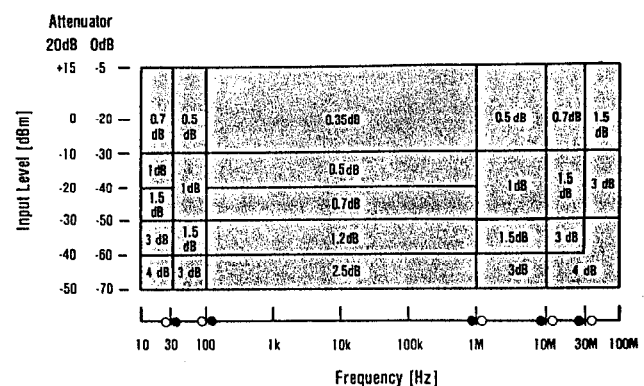
where,

- ΔF: Aperture frequency [Hz]
- θ_{a(R)}: Reference channel phase accuracy [°]
- θ_{a(T)}: Test channel phase accuracy [°]

Amplitude Absolute (T_{ch}, R_{ch}) Accuracy:

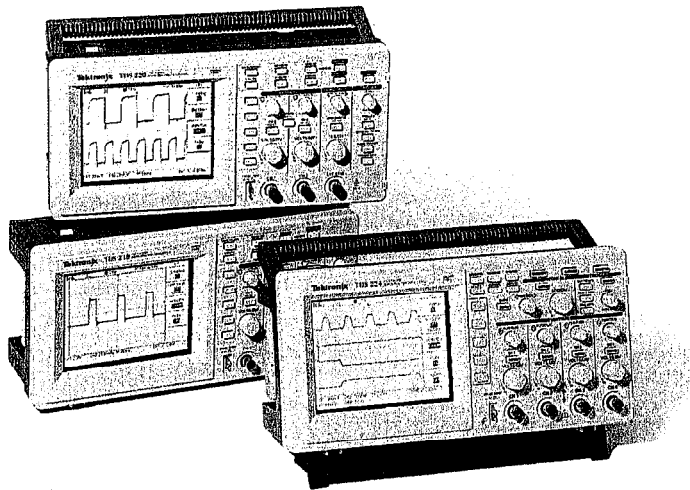
Accuracy is read from the following graphs.

T_{ch}, R_{ch} Accuracy (input impedance 50Ω, 75Ω)



Tektronix

TDS 210, TDS 220, TDS 224 Digital Real-Time™ Oscilloscopes



Tektronix' Most Popular DSO

The TDS 200 Oscilloscopes have quickly become the benchmark for low-cost oscilloscopes. Offering an unbeatable combination of performance, reliability and versatility, the TDS 200 Series offers breakthrough digital and real-time advantages at low-cost analog oscilloscope prices. And with the introduction of the TDS 224, Tektronix now brings the digital performance of the TDS 200 to customers that need four full-featured channels.

Affordable Digital Performance

No other digital oscilloscope offers as much bandwidth and sample rate for the price. By sampling at 10 and 16 times their bandwidths on all channels, the TDS 200 Series oscilloscopes provide accurate real-time acquisition up to their full bandwidth.

Versatility and Flexibility

The portable form factor provides increased versatility, allowing the instrument to be easily moved or safely stored away when not in use.

Easy to Use

The user interface is similar to that of an analog oscilloscope, but with improvements that reduce learning time and increase efficiency.

The Personal Oscilloscope

The TDS 200 Series oscilloscopes are designed for people who demand the ultimate in oscilloscope value. If an inexpensive yet high performance oscilloscope is needed for the bench, production line, or training lab, a TDS 200 Series Digital Real-Time Oscilloscope is the best choice.

FEATURES AND BENEFITS

60 MHz or 100 MHz with 1 GS/s Sample Rate on all Channels

Dual Timebase

Automatic Measurements

Multi-Language User Interface

Autoset

Waveform and Setup Memories

Extended Capabilities are Provided with Optional Modules, Software and Probing

APPLICATIONS

Design/Debug

Service and Repair

Manufacturing Test and Quality Control

Education/Training

TDS 200 Series Characteristics

SIGNAL ACQUISITION SYSTEM

Bandwidth –
TDS 210: 60MHz.
TDS 220: 100MHz.
TDS 224: 100MHz.

Sample Rate –
1 GS/s on each channel.

Channels –
TDS 210 and TDS 220: 2 identical channels plus external trigger.
TDS 224: 4 identical channels.

Sensitivity (with calibrated fine adjustment) –
2 mV to 5V/div (bandwidth limited to 20 MHz at 2 mV/div and 5 mV/div, in all modes, and 20 MHz at 10 mV/div in Peak Detect mode).

Vertical Zoom –
Vertically expand or compress a live or stopped waveform.

CALIBRATED POSITION RANGE

Volts/Div Setting	Offset Range
2 mV to 200 mV/div	±2 V
>200 mV to 5 V/div	±50 V

DC Gain Accuracy – ± 3%. (± 4% at 2 mV/div and 5 mV/div)

Vertical Resolution –
8 bits (256 levels over 10.24 vertical divisions).

AUTOMATIC MEASUREMENTS

Period, Frequency, Cycle RMS, Mean, Peak to Peak.

ACQUISITION MODES

Sample, Average, Peak Detect – High frequency and random glitch capture; captures glitches as narrow as 10 ns using acquisition hardware at all time/div settings between 5 µs/div and 5 s/div.

TIME BASE SYSTEM (MAIN AND WINDOW)

Horizontal Zoom – Horizontally expand or compress a live or stopped waveform.

Time/Division Range – 5 ns to 5 s/div.

Record Length – 2500 sample points per channel.

Horizontal Accuracy – ± 0.01%.

NON-VOLATILE STORAGE

Waveform Display – Two 2500 point reference waveforms.

Waveform Storage – Two 2500 point reference waveforms (TDS 210, TDS 220), four 2500 point reference waveforms (TDS 224).

Setups – 5 front panel setups.

TRIGGERING SYSTEM (MAIN ONLY)

Trigger Type – Edge (Rising or Falling), Video, Set to 50%.

Video Trigger Type – Triggers on Fields or Lines from sync-negative composite video; triggers on broadcast standard NTSC, PAL, or SECAM video.

Trigger Modes – Auto, Normal, Single Sweep.

Trigger Source –
TDS 210 and TDS 220: CH1, CH2, Ext, Ext/5.
TDS 224: CH1, CH2, CH3, CH4

Trigger View – Displays trigger signal while trigger view button depressed.

CURSORS

Types – Voltage, Time.
Measurements – ΔT, 1/ΔT, ΔV.

WAVEFORM PROCESSING

Arithmetic Operators – Add, Subtract.
Sources – CH1±CH2, CH3±CH4.
Autoset – Single button automatic setup on selected input signal for vertical, horizontal, and trigger systems.

DISPLAY SYSTEM

Robust, backlit LCD with adjustable multi-level contrast.
Interpolation – Sin(x)/x.
Modes – Vector, Dots, Dot Persistence.
Format – YT and XY.

HARDCOPY CAPABILITY

Printer/File Formats – Thinkjet, Deskjet, Laserjet, Epson (9 or 24 pin), BMP, PCX, IMG, EPS, DPU 411, DPU 412.
Hardcopy Layout – Landscape or Portrait.

TDS2CM COMMUNICATIONS EXTENSION MODULE

Centronics-type Parallel Port
RS-232 Programmability – Full talk/listen modes. Control of all modes, settings, and measurements. Baud Rate up to 19,200. 9-Pin, DTE.
GPIB Programmability – Full talk/listen modes. Control of all modes, settings, and measurements (IEEE Std 488-1987).

TDS2MM MEASUREMENT EXTENSION MODULE

FFT – Windows: Hanning, Flat Top, Rectangular.
Sample points: 2048.
Automatic Measurements – Rise/Fall Time, Positive/Negative Pulse Width.
Interface – Centronics, RS-232, GPIB.

ENVIRONMENTAL AND SAFETY

Temperature –
0° C to +50° C (operating).
-20° C to +60° C (non-operating).
Humidity –
Up to 90% RH at or below +40° C;
Up to 60% RH from 41° C to 50° C (operating and non-operating).
Altitude –
Up to 2000 m (operating).
Electromagnetic Emissions –
Meets Directive 89/336/EEC for Electromagnetic Compatibility;
FCC Code of Federal Regulations, 47 CFR, Part 15, Subpart B, Class A.
Safety – UL 3111, EN61010, CAN/CSA-C22.2 No. 1010.1-92.

PHYSICAL CHARACTERISTICS

Dimensions		
	mm	in.
Width	304.8	12.0
Height	151.4	5.96
Depth	120.7	4.75
Weight		
	kg	lb.
oscilloscope only	1.5	3.25
w/accessories	1.7	3.75

TDS 200 Series Ordering Information

TDS 200 Digital Real-Time™ Oscilloscopes

Standard Accessories

P6112 100MHz 10X Passive Probes (one per channel).

Warranty Information

Three year warranty covering all labor and parts, excluding probes.

International Power Plug Options

Standard – U.S. 115V, 60 Hz (161-0230-01).

Opt. A1 – Universal Euro 220 V, 50 Hz (161-0104-06).

Opt. A2 – United Kingdom 240 V, 50 Hz (161-0104-07).

Opt. A3 – Australia 240 V, 50Hz (161-0104-05).

Opt. A4 – North America 240 V, 60Hz (161-0104-08).

Opt. A5 – Switzerland 220 V, 50 Hz (161-0167-00).

Opt. AC – China 240 V, 50Hz (161-0306-00).

International User Manuals (TDS 200 Series Oscilloscopes)

Standard – English (071-0398-00).

Opt. L1 – French (071-0400-00).

Opt. L2 – Italian (071-0401-00).

Opt. L3 – German (071-0402-00).

Opt. L4 – Spanish (071-0399-00).

Opt. L5 – Japanese (071-0405-00).

Opt. L6 – Portuguese (071-0403-00).

Opt. L7 – Simplified Chinese (071-0406-00).

Opt. L8 – Traditional Chinese (071-0407-00).

Opt. L9 – Korean (071-0408-00).

Opt. LR – Russian (071-0404-00).

Translated front panel overlays included with their respective user manuals. (except Russian)

International User Manuals (TDS2xM Extension Modules)

Standard – English (071-0409-00).

Opt. L1 – French (071-0483-00).

Opt. L2 – Italian (071-0484-00).

Opt. L3 – German (071-0485-00).

Opt. L4 – Spanish (071-0482-00).

Opt. L5 – Japanese (071-0488-00).

Opt. L6 – Portuguese (071-0486-00).

Opt. L7 – Simplified Chinese (071-0489-00).

Opt. L8 – Traditional Chinese (071-0490-00).

Opt. L9 – Korean (071-0491-00).

Opt. LR – Russian (071-0487-00).

Instrument Accessories

TDS2CM – Communications Extension Module.

TDS2MM – Measurement Extension Module.

TR210 – Huntron Tracker®.

AD007 – LAN/WAN GPIB Converter.

AC220 – Soft Carrying Case.

RM200 – Rackmount Kit.

Service Manual (TDS 200 Series) – English only (071-0492-00).

TDS2CM and TDS2MM Programmer's Manual – English only (071-0493-00).

Software

WSTRO – WaveStar™ software for Oscilloscopes, Windows 95/NT application for waveform capture, analysis, documentation and control from your PC.

WSTROU – Upgrade from WSTR31 to WSTRO.

WSTR31 – WaveStar™ software for Windows 3.1 (TDS 210, TDS 220).

WSTR31U – Upgrade from DocuWave® software to WSTR31 (TDS 210, TDS 220).

Probes

P6015A – 1000X High Voltage Probe.

P6021 – 60 MHz AC Current Probe.

P6022 – 120 MHz AC Current Probe.

A621 – 2000 A AC Current Probe/BNC.

A622 – 100 A AC/DC Current Probe/BNC.

P5100 – 100X High Voltage Passive Probe.

P5200 – High Voltage Differential Probe.

P6101B – 1X Passive Voltage Probe (15 MHz).

P6243S – Active FET Probing System (1 GHz).

P6408 – Word Recognizer/Trigger Probe.

P6561A – SMD Small Geometry Probe.

AM503S – AC/DC Current Probe System.

Accessory Cables

GPIB, 1 m (3.3 ft) – Order 012-0991-01.

GPIB, 2 m (6.6 ft) – Order 012-0991-00.

RS-232, 9-Pin female to 9-Pin female connectors, null modem, 76 in. (1.9 m), for AT style computers – Order 012-1379-00.

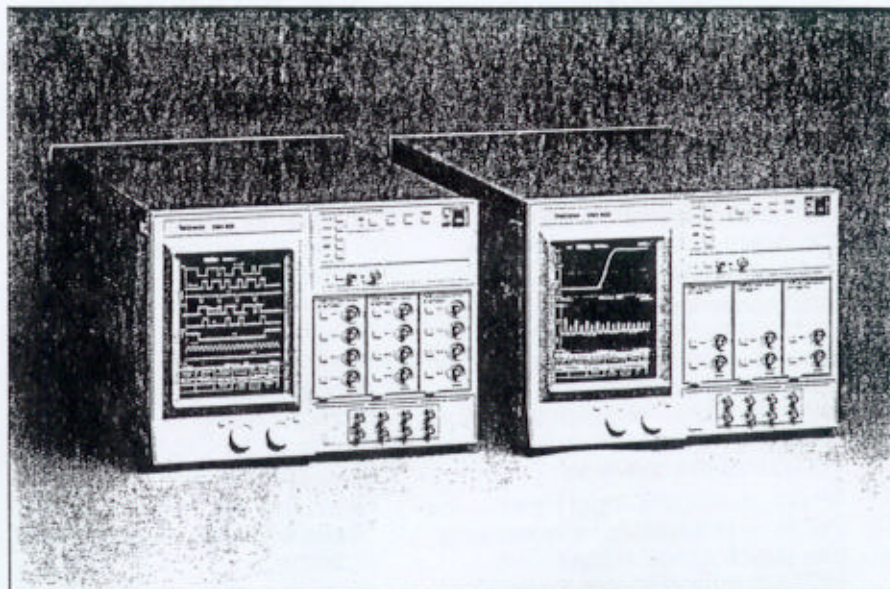
RS-232, 9-Pin female to 9-Pin male connectors, 15 ft. (4.6 m), for modems – Order 012-1241-00.

Centronics, 25-Pin male to 36-Pin Centronics, 2.4 m (8 ft), for parallel printer interfaces – Order 012-1214-00.

WAVEFORM CAPTURE,
PROCESSING AND ANALYSIS
FEATURES THAT FAR EXCEED
THE CAPABILITIES OF THE
WORLD'S MOST ADVANCED
OSCILLOSCOPES

- 2 GS/s Sampling Rate
- 8-Bit Vertical Resolution
- 1 GHz System Bandwidth
- 1% Vertical Accuracy,
.005% Timebase Accuracy
- Selectable 512 to 32K Point
Record Lengths
- Proprietary TriStar Digital
Signal Processor Provides
Advanced Waveform Processing
and Analysis Capabilities
- Real-Time Averaging,
Smoothing and Waveform
Calculations
- FFT, Act on Delta, and Dejitte
- Live FFT Magnitude & Phase
Display
- Simultaneous Display of Time
and Frequency Domain
- Boolean, Time, Event, and
Level Qualified Triggering
- Up to 4 channels of Concur-
rent Single-Shot Capability
- Repetitive Single-Shot
Acquisitions
- Up to 12 Channels of Acquisition,
up to 8 Waveforms of
Simultaneous Display
- Dual Independent Time Bases
- Labeling of Waveforms/Settings
- Fully Programmable over GPIB
and RS-232-C
- Color Display
- HPGL for Plotter Support
- Optical Waveform Acquisition
and Analysis with P6701/P6702
Optical to Electrical Converters

DSA 601/602 DIGITIZING SIGNAL ANALYZERS



The DSA 601 and DSA 602 are capable of fast acquisition, multiple-channel display, and live FFT.

Fast transient capture, high measurement accuracy, and comprehensive signal analysis capabilities make the DSA 601 and DSA 602 Digitizing Signal Analyzers the ideal tools for laser and high energy research, digital design and debug, digital signal processing and analysis, device characterization, high-speed data communications research and development, as well as high-throughput manufacturing test.

With standard waveform acquisition features such as a sampling rate of up to 2 GS/s, a bandwidth of 1 GHz, and record lengths selectable up to 32K points, the DSA 601 and DSA 602 Digitizing Signal Analyzers surpass any other digitizing acquisition system available. Add to this a multiple-microprocessor control platform and a dedicated TriStar Digital Signal Processor and you get waveform processing and analysis capabilities in real time, that previously required "off-line" processing by an external computer.

Equipped with three plug-in compartments, and dual independent time bases, the DSA 600 Series can acquire signals from up to 12 input channels — any combination of these 12 channels can be used to display 8 waveforms on screen simultaneously. In addition, dual independent time bases permit simultaneous, single-shot capture and display of a Main Record and up to two Window Records for each channel. The eight-color display eases comparison of waveforms and parameters in the Main and Window areas.

Selectable triggering capabilities of the DSA 600 Series include Basic and Extended Triggering functions. In the DSA 600 Series, Basic Triggering simply initiates Main and Window Record acquisition. Extended Triggering functions include Time, Event, Level, and Boolean-qualified triggering.

Optical Waveform Acquisition and Analysis

With the P6701/P6702 Optical to Electrical Converters you can transform your DSA 600 Series Analyzer into a powerful tool for characterizing, calibrating or process troubleshooting of electro-optic devices such as diode lasers, LEDs, electro-optic modulators, and optical waveguides. Network designers can use the P6701/P6702 with the DSA 600 Series to develop fiber optic control networks, LANs, and optical disk storage systems.

The P6701/P6702 features 450 nm to 1700 nm spectral response and up to 700 MHz bandwidth for accurate waveform analysis. Multifunction capability allows the converters to be used as average and pulse power meters.

Each converter mounts directly to an 11000 Series Plug-in, and is contained in a probe-size compensation box. Optical signal input is through a standard SMA or optional FC fiber optic cable connector mounted on the front of the converter.

An optional Spatial Input Head — the P6751 — is available for measuring free space optical signals. The P6751 is a tunable lens system for sampling optical energy from any source and delivering it via a fiber optic cable to the P6701/P6702.

SOFTWARE SUPPORT

The DSA 600 Series is supported by several easy to use, menu-driven software packages including: Utility Software, the Tektronix i-Pattern™ Software, a driver for the commonly used ASYST analysis program, the Template/Waveform Processing Program, and the EZ-TEST PC Test Development Software.

CHARACTERISTICS

VERTICAL SYSTEM

Accuracy with ENHANCED ACCURACY:

Delta-V DC Accuracy — $\leq 1\%$ for an 8 division signal

Absolute DC Accuracy — $\leq 0.6\%$ when using full scale of the plug-in offset range.

ENHANCED ACCURACY is obtained by pressing the ENHANCED ACCURACY push-button, by IEEE-488 or RS-232-C instruction; or the analyzer can be set to automatically renew the ENHANCED ACCURACY condition. ENHANCED ACCURACY automatically expires when the instrument temperature changes by approximately 5 degrees C from the temperature of the last calibration. Even if the ENHANCED ACCURACY is not renewed, the accuracy typically remains $\leq 2\%$.

11000 Series Probes can be included in calibration. The analyzer will prompt the user to connect the probes to the CALIBRATOR.

Vertical Resolution — 8 bits. Resolution can be increased to 14 bits with signal averaging or smoothing.

Equivalent-Time Bandwidth — Depends on the plug-in used:

Plug-in	Bandwidth
*11A71	1 GHz
11A72	1 GHz
11A52	600 MHz
11A32	400 MHz
11A34	300 MHz
11A33	150 MHz

Input Sensitivity Range —

Plug-in	Sensitivity
*11A71	10mV-1V/div
11A72	10mV-1V/div
11A52	1mV-10V/div
11A32	1mV-10V/div
11A34	1mV-10V/div
11A33	1mV-10V/div

* The 11A71 is incompatible with the 2 GS/s *realtime* sample rate on the DSA 602 and the 1 GS/s *realtime* sample rate on the DSA 601. The 11A71 works with *all* other sample rates.

HORIZONTAL SYSTEM

Time Bases — Two identical built-in time bases.

Sweep Speeds — 200 ps/div to 100 s/div.

Record duration — 2.04 ns to 1024 sec. in 1-2-5 sequence.

Time Base Accuracy — $+0.005\%$, -0.015% , 0 to 45 degree C.

Record Length:

DSA 601 — 512 to 20,464 points (single shot); 512 to 32,768 points (repetitive).

DSA 602 — 512 to 32,768 points (single shot and repetitive).

Sampling Rate:

DSA 601 — 1 GS/s maximum.

DSA 602 — 2 GS/s maximum.

Main Record Positioning — The main record is positioned with respect to the main trigger point. The maximum pretrigger is the last point in the main record. The maximum post trigger point is the first point in the main record.

Windows — The main record plus two window records may be acquired and displayed. The window records may be of different lengths and can have a different time/div than the main record.

Window Record Positioning — The window records may be positioned with respect to their own trigger points on the main record. Window triggers may be delayed from the main trigger by time or events.

Multi-trace Pan and Zoom — Multiple traces may be panned and zoomed simultaneously.

Extended Pan and Zoom — A trace may be magnified to 1 point/division.

Waveform Memory — More than 230K points of volatile memory shared between acquired and stored waveforms.

Settings Memory — Non-volatile memory for approximately ten settings.

TRIGGERING SYSTEM

Range — \pm Full Screen.

Bandwidth — 1 GHz maximum. 500 MHz with extended triggering.

Coupling and Sensitivity:

DC Coupled — 0.4 div from dc to 10 MHz, increasing to 1 div at maximum trigger bandwidth.

DC Noise Reject Coupled — 1.2 div from dc to 10 MHz, increasing to 3 divisions at maximum trigger bandwidth.

DC HF Reject Coupled — 0.5 divisions from dc to 30 kHz.

AC Coupled — 0.4 divisions from 60 Hz to 10 MHz, increasing to 1 division at maximum trigger bandwidth.

AC Noise Reject Coupled — 1.2 divisions from 60 Hz to 10 MHz, increasing to 3 divisions at maximum trigger bandwidth.

AC HF Reject Coupled — 0.5 division from 60 Hz to 30 kHz.

AC LF Reject Coupled — 0.5 division from 80 kHz to 10 MHz, increasing to 1 division at maximum trigger bandwidth.

Holdoff Range:

Main Record — minimum: 2 μ s; maximum: 500 seconds.

Window Record — minimum: 35 ns; maximum: 1000 seconds.

WAVEFORM PROCESSING

Waveform Functions — differentiate, integrate, interpolate, smooth, average, envelope, square root, logarithm, natural log, absolute value, exponential, signum, dejitter.

Arithmetic Operators — add, subtract, multiply, divide.

FFT — magnitude, phase; choice of six window functions.

Act on Delta — save, repeat, chime, SRQ, hardcopy.

MEASUREMENT SYSTEM

Amplitude — min, max, mid, mean, gain, peak-to-peak, RMS.

Timing — rise, fall, width, delay, main to window trigger time, phase, period, propagation delay, cross, and frequency.

Area and Energy — area +, area -, energy.

Cursors — single or dual dots, split or paired mode, horizontal and vertical bars.

CRT AND DISPLAY FEATURES

Standard CRT — 10 in. diagonal, color, magnetic deflection. Vertical raster scan orientation.

Video Resolution — 552 horizontal by 704 vertical displayed pixels.

POWER REQUIREMENTS

Line Voltage Ranges — 90 to 132 V RMS. 180 to 250 V RMS.

Line Frequency — 48 to 72 Hz.

Maximum Power Consumption:

DSA 601 — 465 watts maximum.

DSA 602 — 585 watts maximum.

ENVIRONMENTAL AND SAFETY

Temperature:

Operating — 0 to +45 deg C.

Non-operating — -40 to +75 deg C.

Humidity:

Operating and Non-operating — up to 95% relative humidity up to +45 deg C.

Altitude:

Operating and non-operating — meets MIL-T-28800C, Type III, Class 5.

Vibration:

Operating — meets MIL-T-28800C, Section 4.5.5.3.1, Type III, Class 5.

Shock:

Non-operating — meets MIL-T-28800C, Section 4.5.5.4.1, Type III, Class 5.

Bench Handling:

Operating — meets MIL-T-28800C, Section 4.5.5.4.3, Type III, Class 5.

Electromagnetic Compatibility:

Meets the following requirements of MIL-STD-461B:

CE-03, Part 4, Curve 1; CS-01, Part 7; CS-02, Part 4; CS-06, Part 5 (1 MHz to 1 GHz); RE-01 (limited to 1 GHz); RE-02, Part 7 (300 kHz and above) RS-01, Part 4; RS-02, Part 1, Subpart 1; RS-03, Part 7 (\geq 10 mV/div, and limited to 1 GHz).

Meets FCC part 15, subpart J, class A. Meets VDE 0871/6.78 for Class "B".

Safety — Listed UL 1244; CSA Bulletin 556B, September 1973; Tektronix self-certification to comply with IEC 348 recommendations.

PHYSICAL CHARACTERISTICS

Dimensions	Cabinet		Rackmount	
	mm	in.	mm	in.
Width*	457	18.0	482	19.0
Height	328	12.9	311	12.25
Depth	78	26.7	678	26.7
Weight	kg	lb.	kg	lb.
Net: DSA 601	30.4	67.0	36.3	80.0
Net: DSA 602	32.2	71.0	38.1	84.0

*With handles.

Table 2. Single-Shot Acquisition

	DSA 601		DSA 602		
	500 MS/s	1 GS/s	500 MS/s	1 GS/s	2 GS/s
Sample Rate	500 MS/s	1 GS/s	500 MS/s	1 GS/s	2 GS/s
Number of Channels	2	1	4	2	1
Time Resolution	2 ns	1 ns	2 ns	1 ns	500 ps
Record Length	512 to 10K pts	512 to 20K pts	512 to 10K pts	512 to 20K pts	512 to 32K pts

JP WEIGHT *PhD MPhil MIEE CEng MInstP CPhys FInstNDT*
CONSULTANT ENGINEER -ULTRASONICS INSTRUMENTATION

"Festina", Luxford Road,
Crowborough, East Sussex TN6 2PP
ENGLAND

Tel +44(0)1892 654102 or +44(0)171 477 8129
E Mail:john@jpweight.fsnet.co.uk
j.p.weight@city.ac.uk

WIDEBAND HEAD AMPLIFIER



An immersible unit intended for use as a head amplifier for our miniature ultrasonic probes, or in any application where a high input impedance, wideband amplifier is required. The amplifier is housed in a sealed and lacquered aluminium case with an integral, male coaxial BNC input socket to which a miniature probe may be directly connected. Connection to further instrumentation is via an integral female BNC output socket. The signal input is protected from being overdriven by up to 100V pulses, provided that the pulse repetition frequency is less than 2kHz and the pulse width is under 2 μ s. This allows transmit-receive mode operation with a single transducer, if required. The output is protected from short circuits of any duration.

The internal circuitry is encapsulated in epoxy resin and the whole unit may be immersed in most non-corrosive liquids. Immersion times of up to day in water using a directly attached miniature probe and a standard BNC output cable are feasible with no significant ingress of water at the input and output connections. Longer immersion is not recommended, but if essential, times up to a few weeks are allowable if extra encapsulation is provided - using silicon rubber for instance.

Power is from any external source capable of providing ~40mA at 25V. Although the amplifier output has a good supply voltage rejection ratio, it is advisable to use a regulated supply. An integral, sealed power supply lead is included, with the positive lead coloured red. **On no account should mains-operated power supplies be immersed.** The amplifier is internally protected from reverse polarity and overvoltage power supply connections (up to 50V).

SPECIFICATION

Gain	10dB (into 1M Ω /20pF)
External power supply	24-30V at 30-40mA
Input resistance	10M Ω
Input capacitance	6pF
Output impedance	50 Ω
Output voltage swing	4V _{pk-pk} into 1k Ω and above; 1.5V _{pk-pk} into 50 Ω
Distortion	THD<1% (up to 1V _{pk-pk} output at 1MHz)
3dB bandwidth	1kHz - 50MHz (into 3M coax terminated by 50 Ω)
Equivalent input noise resistance	<1k Ω (0.2-20MHz)

TYPICAL FREQUENCY RESPONSE

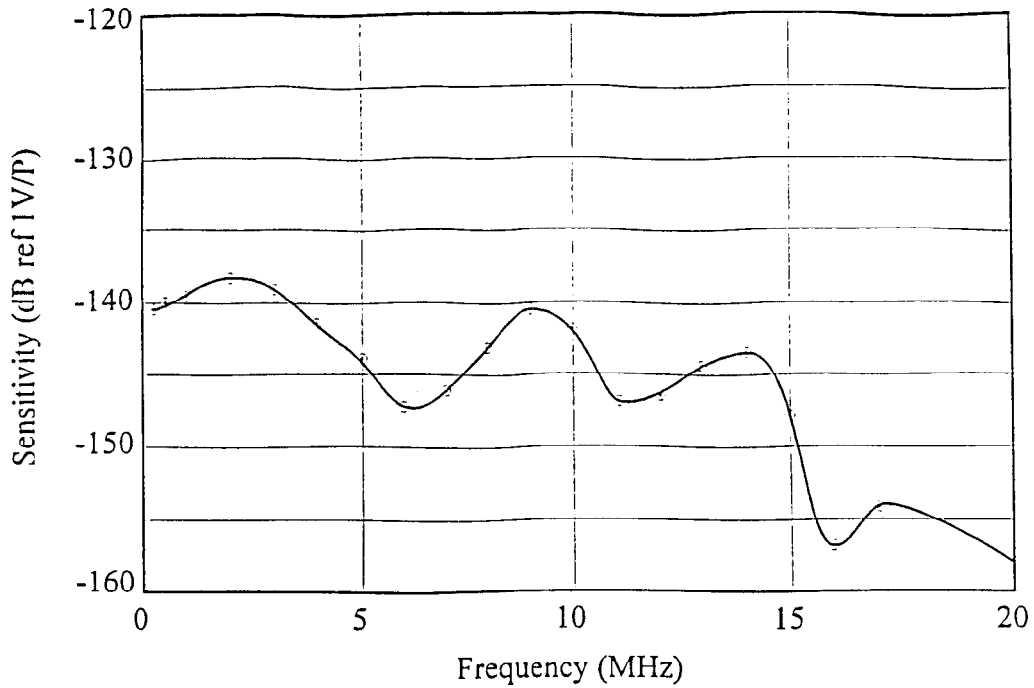


Figure 1. Typical absolute sensitivity of a 0.3mm diameter probe when loaded by the $10M\Omega$, 6pF input impedance of our wideband head amplifier, but excluding the amplifier gain.

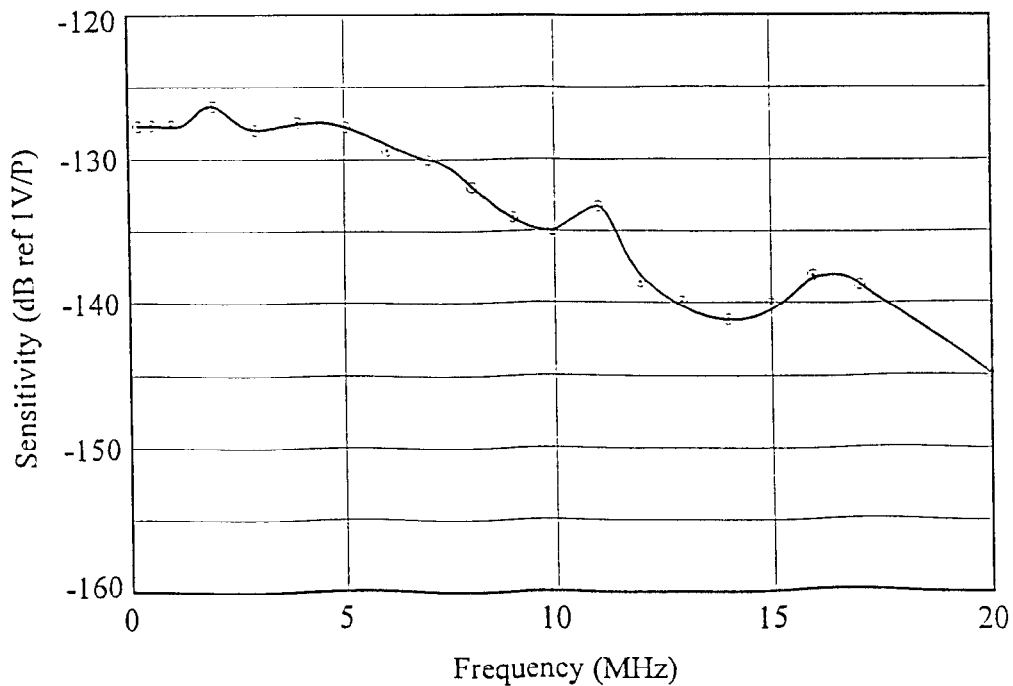


Figure 2. Typical absolute sensitivity of a 0.6mm diameter probe when loaded by the $10M\Omega$, 6pF input impedance of our wideband head amplifier, but excluding the amplifier gain.

TYPICAL DIRECTIVITY

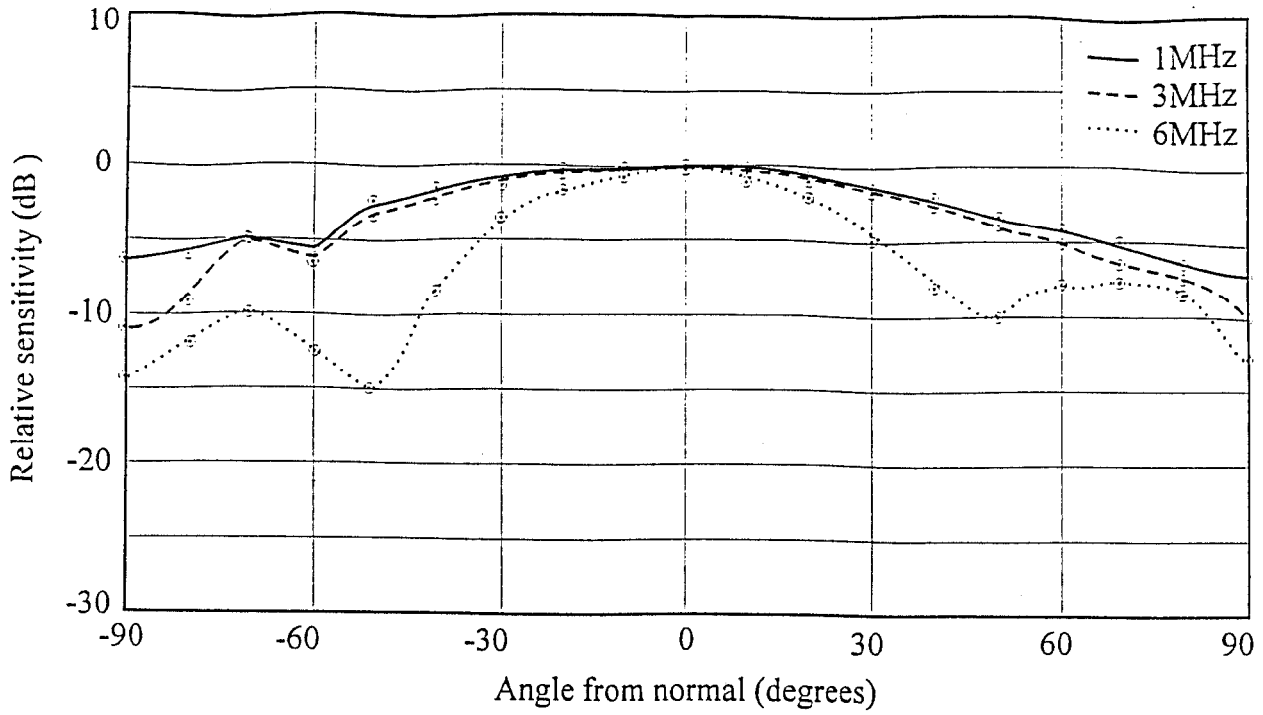


Figure 3. Typical directivity of a 0.3mm diameter probe at 1, 3 and 6MHz.

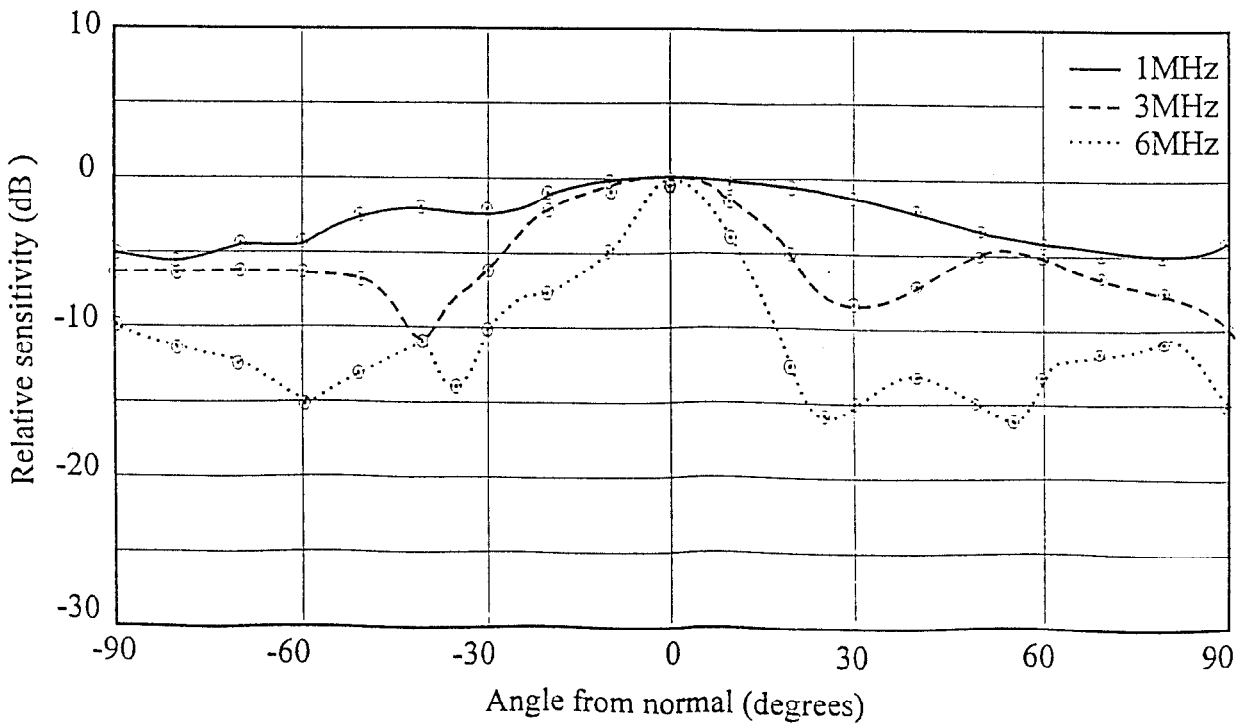


Figure 4. Typical directivity of a 0.6mm diameter probe at 1, 3 and 6MHz.

ANEXO 2

Características de algunas de las piezocerámicas utilizadas

Pz27 (Navy II)

A soft PZT with low ageing rates and high sensitivity

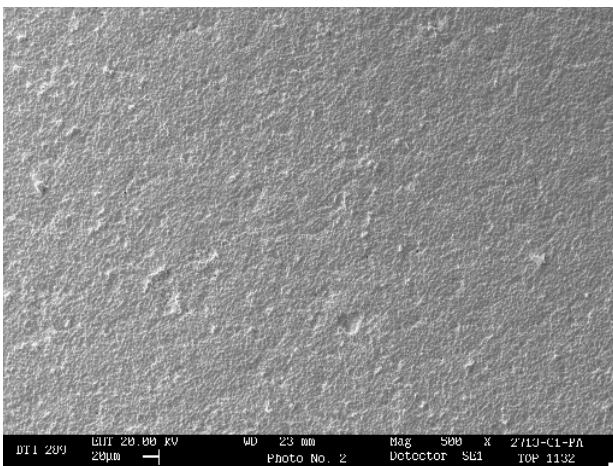
Pz27 is an all-round soft PZT material with good coupling factors, good charge coefficients, high Curie temperature, low mechanical quality factor and low temperature coefficients. It is more sensitive than Ferroperm Pz23, but have a slightly higher temperature dependence. Pz27 can be used as a direct replacement for all other Navy II materials. Benefits include strongly improved ageing rates, and extremely stable performance from orders ranging over several years.

Typical applications are:

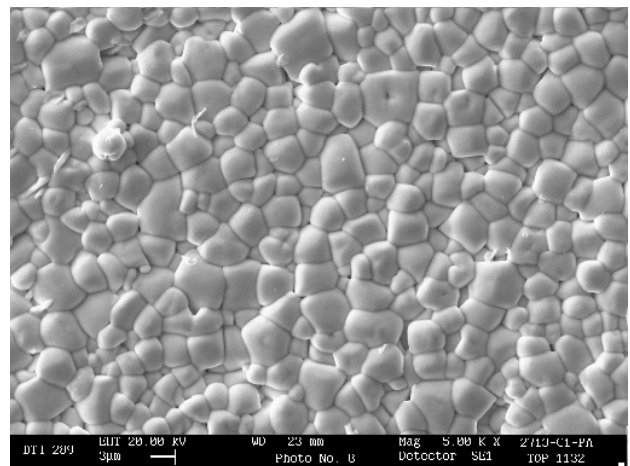
- Shear-type and compression mode accelerometers
- Medical and Industrial flow meters
- Combined underwater acoustics transducers (transmitter/receiver)
- Combined NDT transducers (transmitter/receiver)

Main Characteristics of Ferroperm Pz27

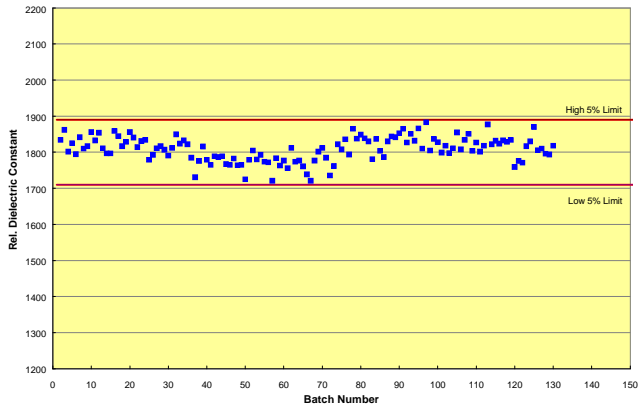
	Symbol	Unit	Pz27
Electrical Properties			
Relative dielectric permittivity at 1 kHz	K_{33}^T		1800
Dielectric dissipation factor at 1 kHz	$\tan \delta$	10^{-3}	17
Curie temperature	$T_C >$	° C	350
Max. recommended working range		° C	250
Electromechanical Properties			
Coupling factors	k_D		0.59
	k_t		0.47
	k_{33}		0.70
Piezoelectric charge coefficient	d_{33}	pC/N	425
	d_{15}	pC/N	500
Mechanical Properties			
Mechanical Quality Factor	$Q_{m,t}$		80
Density	ρ	g/cm ³	7.70



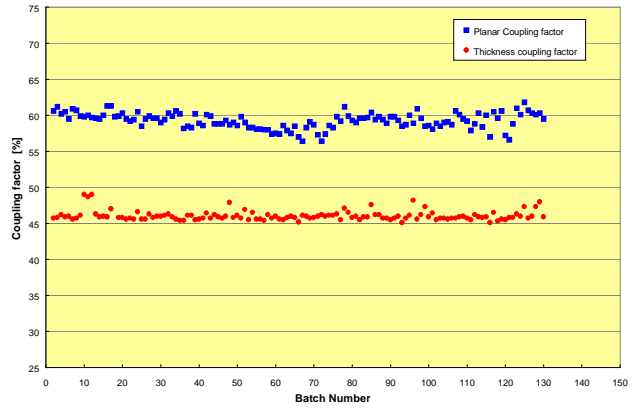
Microstructure of Pz27 at a magnification of 500 times



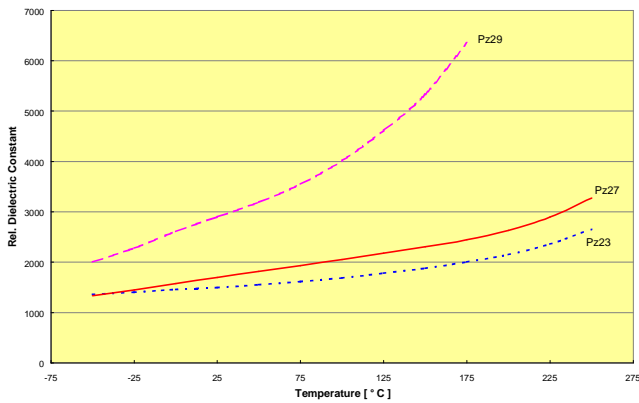
Microstructure of Pz27 at a magnification of 5000 times



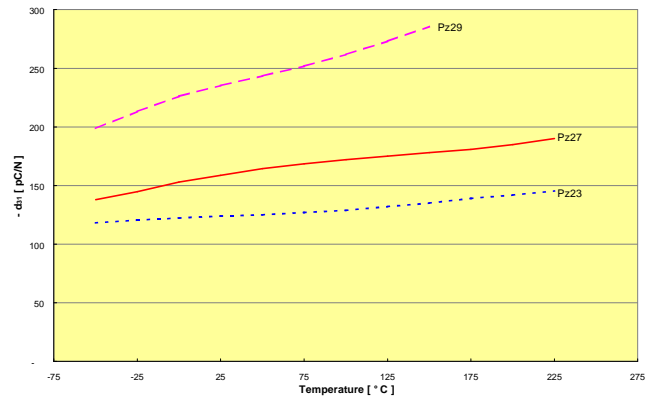
Free dielectric constant of Pz27 standard discs produced for approval of every new batch. Each point represents a new batch of 20 – 150 kg. The illustrated time-period is from 1996 to Nov 2001. Extremely small variations over time is observed, and excellent stability can therefore be obtained



Piezoelectric coupling constants for Pz27 standard discs produced for approval of every new batch. Each point represents a new batch of 20 – 150 kg. The illustrated time-period is from 1996 to Nov 2001. Extremely small variations over time is observed, and excellent stability can therefore be obtained



Temperature dependence of the free dielectric constant of Pz27 in comparison with other soft PZT materials from Ferroperm.



Temperature dependence of piezoelectric charge coefficient, d_{31} , for Pz27 in comparison with other soft PZT materials from Ferroperm.

Ferroperm Piezoceramics A/S is a company completely dedicated to the production of high quality piezoelectric ceramics for our main strategic markets: Vibration sensors, flow-meters, medical diagnostics, underwater acoustics, and NDT.

We have more than 45 years of experience in production of advanced piezoelectric ceramics, and employ today more than 50 motivated people in management, production, development and research. We have extensive experience in development and improvement of products, which can fulfil customers' individual needs.

For more information on Ferroperm and our materials please visit our Internet page <http://www.ferroperm-piezo.com>

Pz35

Lead metaniobate with low acoustic impedance

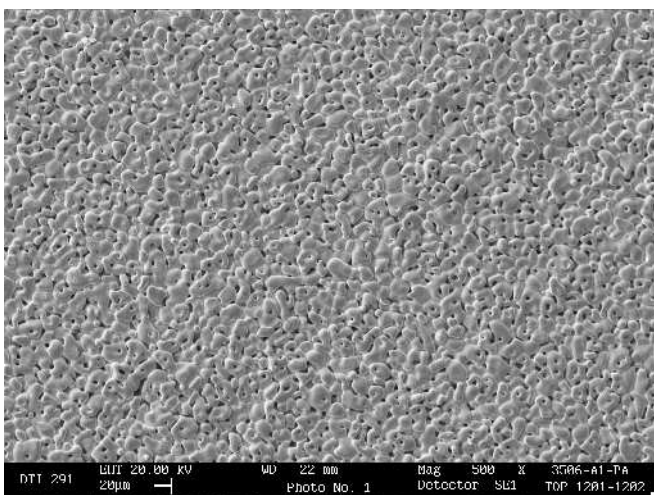
Pz35 is a highly anisotropic material, with a low mechanical quality factor and low dielectric constant. Because of its special structure it has a very low acoustic impedance for improved impedance matching.

Typical applications are:

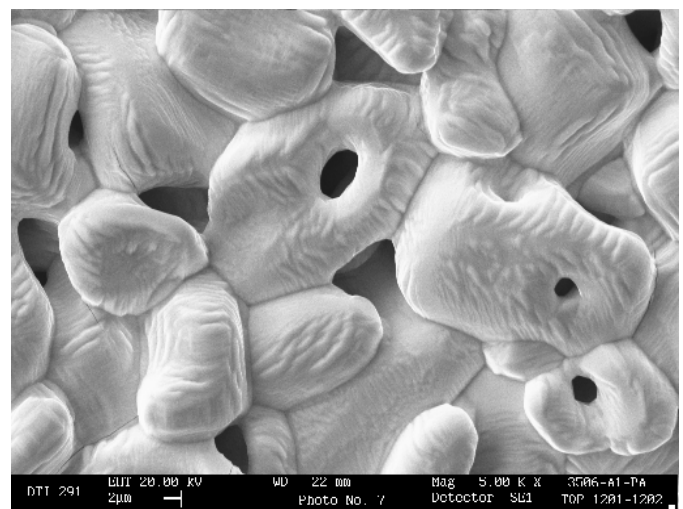
- Broadband NDT transducers
- Low frequency Doppler flow-meters

Main Characteristics of Pz35

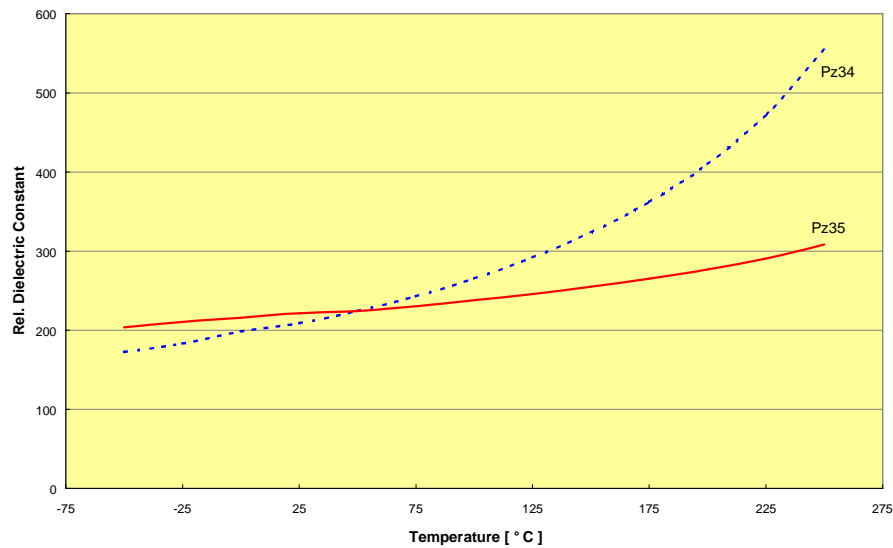
	Symbol	Unit	Pz35
Electrical Properties			
Relative dielectric permittivity at 1 kHz	K_{33}^T		220
Dielectric dissipation factor at 1 kHz	$\tan \delta$	10^{-3}	6
Curie temperature	$T_C >$	$^{\circ}\text{C}$	500
Max. recommended working range		$^{\circ}\text{C}$	200
Electromechanical Properties			
Coupling factors	$k_p <$		0.05
	k_t		0.34
Piezoelectric charge coefficient	d_{33}	pC/N	90
Mechanical Properties			
Mechanical Quality Factor	$Q_{m,t}$		15
Density	ρ	g/cm^3	5,60



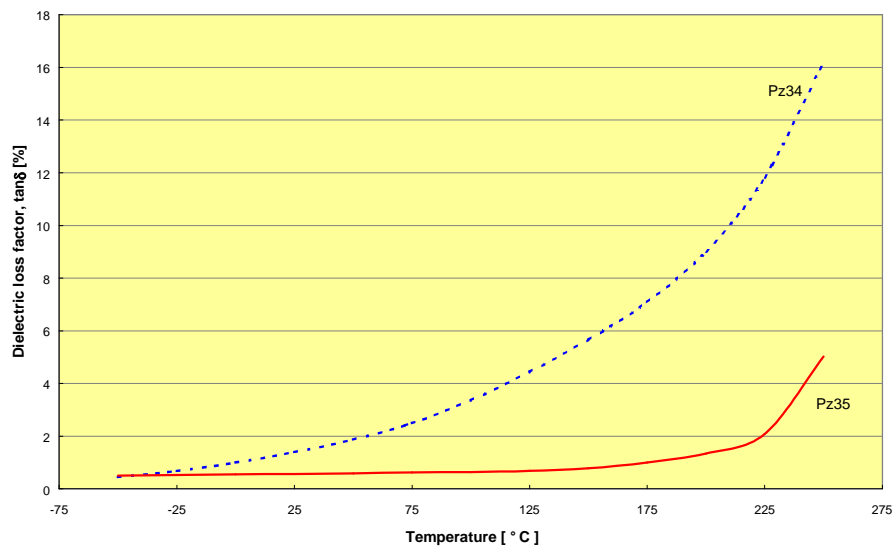
Microstructure of Pz35 at a magnification of 500 times



Microstructure of Pz35 at a magnification of 5000 times



Temperature dependence of the free dielectric constant of Pz35 in comparison with another anisotropic material, Pz34, from Ferroperm.



Temperature dependence of the dielectric loss, $\tan\delta$, Pz35 in comparison with another anisotropic material, Pz34, from Ferroperm.

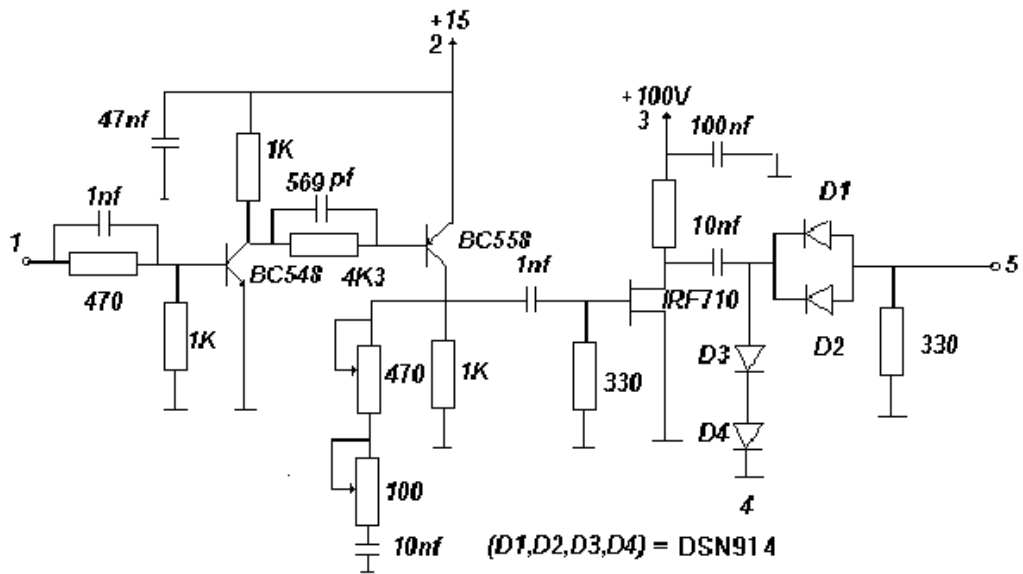
Ferroperm Piezoceramics A/S is a company completely dedicated to the production of high quality piezoelectric ceramics for our main strategic markets: Vibration sensors, flow-meters, medical diagnostics, underwater acoustics, and NDT.

We have more than 45 years of experience in production of advanced piezoelectric ceramics, and employ today more than 50 motivated people in management, production, development and research. We have extensive experience in development and improvement of products, which can fulfil customers' individual needs.

For more information on Ferroperm and our materials please visit our Internet page <http://www.ferroperm-piezo.com>

ANEXO 3

Esquema del excitador utilizado en el Capítulo 6



- 1 Entrada desde el generador
- 2 Alimentacion VCC +15V
- 3 Alimentacion VCC +100V
- 4 Tierra
- 5 Salida